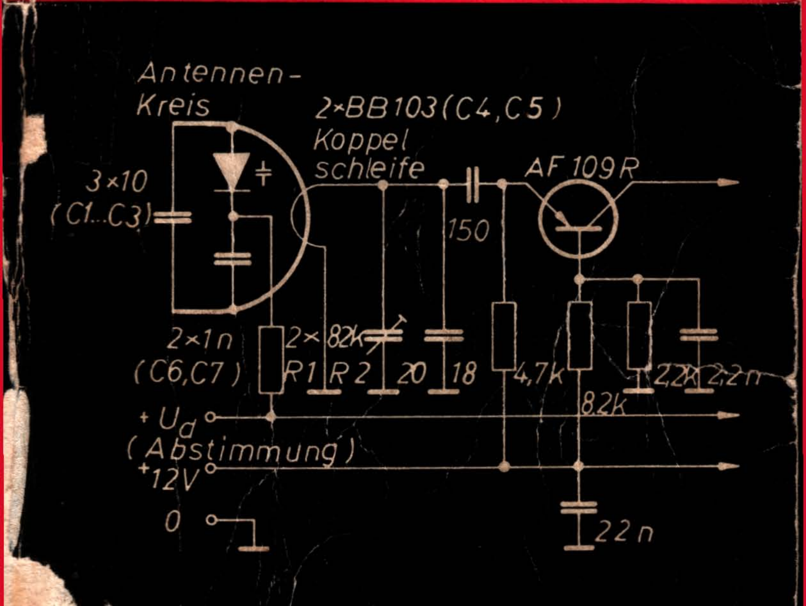
amateurreihe

electronica



Ekkehart Becker · Peter Beyer

Weichmagnetische Ferritbauelemente und ihre Anwendung, Teil 2

electronica · Band 125

Weichmagnetische Ferritbauelemente und ihre Anwendung, Teil 2

EKKEHART BECKER — PETER BEYER

Weichmagnetische Ferritbauelemente und ihre Anwendung, Teil 2



MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

Inhaltsverzeichnis (Abschnitte 1. bis 3.1. siehe Teil 1)

Inhaltsverzeichnis zum Teil I (Reihe *electronica*, Band 124)

3.2. Ringkerne

Der Ringkern wurde in den vorangestellten Abschnitten bereits mehrfach erwähnt. Bezüglich des magnetischen Kreises stellt er die einfachste und übersichtlichste Bauform dar. Entlang des geschlossenen magnetischen Weges bleibt der effektive magnetische Querschnitt konstant. Der Formfaktor kann ohne Näherung berechnet werden. Bei gleichmäßiger Bewicklung über den Kernumfang und genügend großer Materialpermeabilität ist das Streufeld vernachlässigbar, so daß sich nebeneinander liegende Ringkerne magnetisch nicht beeinflussen. Von Nachteil ist die Art der Bewicklung. Industriell werden relativ komplizierte Wickeleinrichtungen benötigt, die infolge der erforderlichen Zugbelastung des Drahtes nur bestimmte Drahtdurchmesser zulassen und die Verwendung von HF-Litzen teilweise ausschließen. Eine manuelle Bewicklung ist in der Industrie nur bei geringen Windungszahlen ökonomisch vertretbar.
Unter Abwägung der elektrischen Vorteile gegenüber den technologischen Nachteilen findet der Ringkern z. B. als Entstördrossel, Stromwandler, Breitband- und Impulsübertrager Anwendung.

3.2.1. Geometrische Abmessungen und Formkonstanten

Entsprechend der Schnittzeichnung Bild 51 unterscheidet man 3 Ausführungsformen:

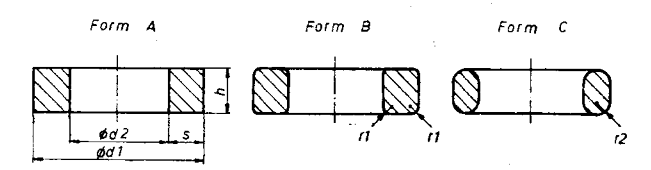


Bild 51 Ringkerne nach TGL 24 724

Form A — Querschnitt rechteckig,
Form B — Kanten leicht gerundet (Krümmungsradius r1 zwischen 5 % und 10 % von d1),
Form C — Kanten so stark gerundet, daß nur ein einziger Krümmungsradius r2 auftritt (r2 beträgt 10 % bis 15 % des Außendurchmessers).

Die bei Form A auftretenden scharfen Kanten bringen die Gefahr einer Isolationsbeschädigung des Wicklungsdrahts mit sich. Der spezifische elektrische Widerstand des Ferritmaterials ist vor allem bei Kernen mit hoher Anfangspermeabilität nicht vernachlässigbar klein. Isolationsschäden können deshalb neben direkten Kurzschlüssen der Windungen untereinander auch zu indirekten Windungskurzschlüssen über das Ferritmaterial führen. Es sind daher für die Anwendung Kerne der Form B vorzuziehen (die Form C beschränkt sich auf wenige Typen).
Die Abmessungen von Ringkernen bis zu einem Außendurchmesser von 40 mm sind in dem Fachbereichsstandard TGL 24 724 (verbindlich ab 1. 7. 1971) aufgeführt. Ausgenommen sind in diesem Standard Ringkerne, die in Abgleichelementen für Schalenkerne Verwendung finden, Ringkerne für Magnetostriktionsanwendungen und Ringkerne aus Werkstoffen mit rechteckiger Hystereseschleife.

Tabelle 19 Ringkerne bis 40 mm (Vorzugstypen nach TGL 24 724)

d1 in mm	d2 in mm	h in mm	Form
2,5	1,5	0,75	A
4,0	2,4	1,2	A
5,0+)	3,5	2,0	A
6,3	3,8	1,9	A; B
10,0	6,0	3,0	A; B
16,0	9,6	4,8	A; B
25,0	15,0	7,5	A; B
40,0	24,0	12,0	A; B

+) Kein Vorzugstyp, aber für Neu- und Weiterentwicklungen zugelassen.

In Tabelle 19 sind die geometrischen Abmessungen der Vorzugstypen angegeben. Die TGL 24 724 enthält noch eine Reihe weiterer Typen, deren industrielle Verwendung für Neu- und Weiterentwicklungen ab 1. 1. 1975 in der DDR nicht mehr zulässig ist. Dies gilt insbesondere für sämtliche Ringkerne der Form C. Einzige Ausnahme bildet der in Tabelle 19 zusätzlich aufgenommene Kern mit $d1 = 5$ mm, der zwar kein Vorzugstyp ist, aber auch nach dem genannten Zeitpunkt verwendet werden darf. Die Toleranz der Abmessungen gemäß Tabelle 19 beträgt, von einigen Ausnahmen abgesehen, $\pm 3\,\%$. Bei Vergleich der Abmessungen der Vorzugstypen erkennt man, daß sie in einem festen Verhältnis zueinander stehen. Es gilt

$$d1 : d2 : h = 10 : 6 : 3. \tag{89}$$

Für die Höhe h sind außerdem die Verhältnisse 10 : 6 : 2 und 10 : 6 : 4 zulässig.
Für die Wandstärke s ergibt sich

$$s = \frac{2}{3} h \text{ (zulässig auch } \frac{1}{2} h \text{ bzw. } h). \tag{90}$$

Die magnetische Weglänge l_e und der magnetische Querschnitt A_e wurden bereits in Abschnitt 1.1.3. durch Gl. (23) und Gl. (24) angegeben. Damit erhält man für den Formfaktor:

$$\sum \frac{l}{A} = \frac{\pi\,(d1 + d2)}{h\,(d1 - d2)}. \tag{91}$$

Für Vorzugstypen, welche sich durch das nach Gl. (89) feststehende Verhältnis der Abmessungen auszeichnen, kann man Gl. (91) vereinfachen:

$$\sum \frac{l}{A} = \frac{40\,\pi}{3d1} \approx \frac{42}{d1}; \tag{92}$$

$d1$ in cm, $\sum \frac{l}{A}$ in cm^{-1}.

In gleicher Weise erhält man:

$$l_e = \frac{\pi\,(d1 + d2)}{2} = 2{,}51 \cdot d1, \tag{93}$$

$$A_e = \frac{d1 - d2}{2} \cdot h = 0{,}06 \cdot d1^2; \qquad (94)$$

l_e in cm, A_e in cm^2, d1, d2, h in cm.

Die in den Gleichungen angegebenen Zahlenfaktoren sind nur für Vorzugstypen nach Gl. (89) mit $s = 2\,h/3$ gültig.
Eine Zusammenfassung der Formkenngrößen (Vorzugstypen nach TGL 24 724, Form A, $s = 2\,h/3$) entsprechend Gl. (92) bis Gl. (94) gibt Tabelle 20.

3.2.2. Werkstoffe und Ringkernbezeichnung

Nach TGL werden die Werkstoffe Mf 150, Mf 163, Mf 183 und Mf 195 eingesetzt. Andere Werkstoffe sind möglich. Entsprechend den in Tabelle 8 angegebenen Anfangspermeabilitäten ergeben sich durch Verwendung der entsprechenden Formkenngrößen je Ringkern die in Tabelle 20 enthaltenen A_L-Richtwerte.
Die Einsatzfrequenz des Werkstoffs ist aus Tabelle 8 oder aus Bild 52 bis Bild 54 abzulesen. Diese Bilder verdeutlichen die Funktionen μ' (f), μ'' (f) und $\tan \delta_K/\mu_i$ (f) für die Werkstoffe Mf 163, Mf 183 und Mf 195. Der Begriff der komplexen Permeabilität wurde bereits in Abschnitt 1.2.5., Gl. (55) bis Gl. (58), erläutert.
Die standardisierte Bezeichnung eines Ringkerns enthält in der genannten Reihenfolge: Symbol der Ausführungsform, Außendurchmesser, Innendurchmesser, Höhe, TGL-Nummer und Werkstoffbezeichnung.
Beispiel Ringkern A $10 \times 6 \times 3$ TGL 24 724 — Mf 183.
Über die standardisierten Ringkerne hinaus werden katalogmäßig noch einige weitere Ringkerne bis zu einem maximalen Außendurchmesser von 120 mm angegeben, die aus dem Werkstoff Mf 150 gefertigt werden. Derartige Kerne werden allerdings nur in außerordentlich geringem Umfang eingesetzt, so daß an dieser Stelle auf nähere Angaben verzichtet werden kann.

Tabelle 20 Formfaktor, magnetische Weglänge und Fläche von Ringkernen (Form A, Vorzugstypen) und A_L-Werte bei Einsatz verschiedener Werkstoffe (Richtwerte)

				A_L in nH bei Einsatz von			
d1 in mm	l_e in cm	A_e in cm^2	$\Sigma \frac{l}{A}$ in cm^{-1}	Mf 150	Mf 163	Mf 183	Mf 195
2,5	0,63	0,0038	168	60	75	165	375
4,0	1,01	0,0096	105	95	120	265	600
5,0	1,34	0,015	89	115	140	310	710
6,3	1,58	0,024	67	150	190	420	940
10,0	2,51	0,060	42	240	300	660	1500
16,0	4,02	0,15	26	390	480	1060	2400
25,0	6,29	0,38	17	590	740	1630	3700
40,0	10,06	0,96	10,5	960	1200	2640	6000

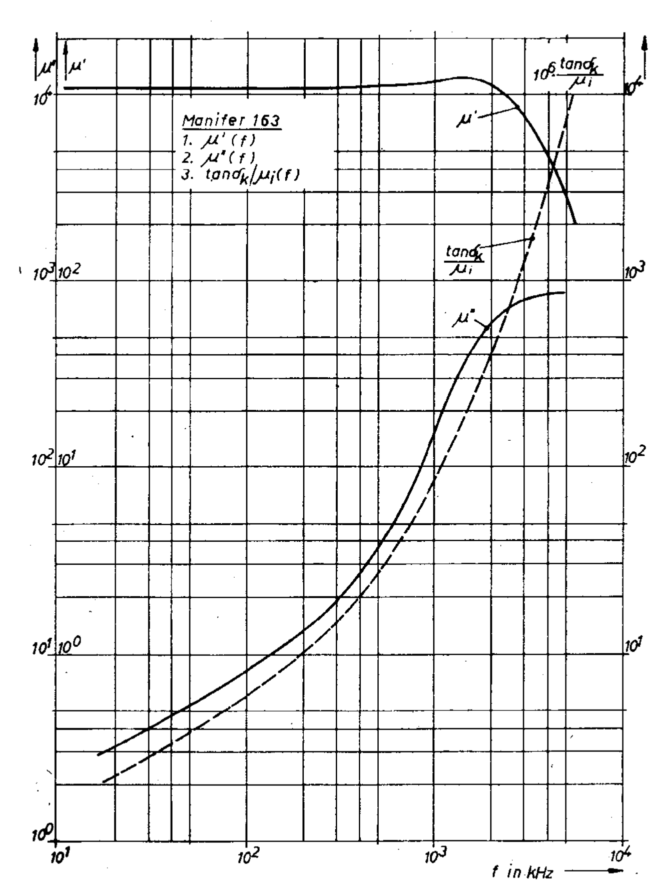


Bild 52 Komplexe Permeabilität in Abhängigkeit von der Frequenz für Mf 163

3.2.3. Berechnung und Anwendung

Für die Berechnung der elektrischen und magnetischen Daten eines Ringkerns sind bei veränderten Formkenngrößen die in

Abschnitt 3.1.1. und 3.1.4. für den ungescherten Schalenkern aufgestellten Beziehungen gültig.
Nachfolgend einige spezielle Anwendungsbeispiele.
Über die Verwendung von Ringkernen als *Breitbandübertrager*

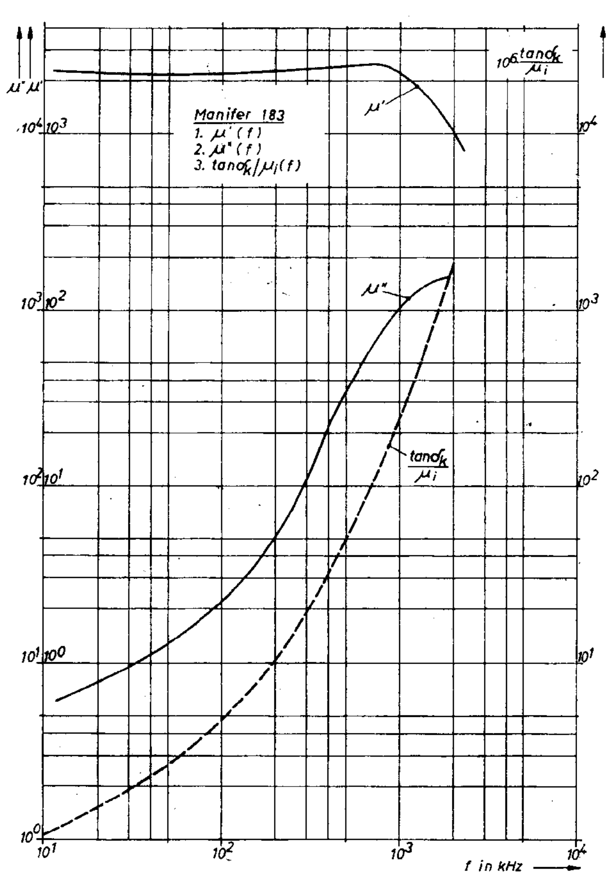


Bild 53 Komplexe Permeabilität in Abhängigkeit von der Frequenz für Mf 183

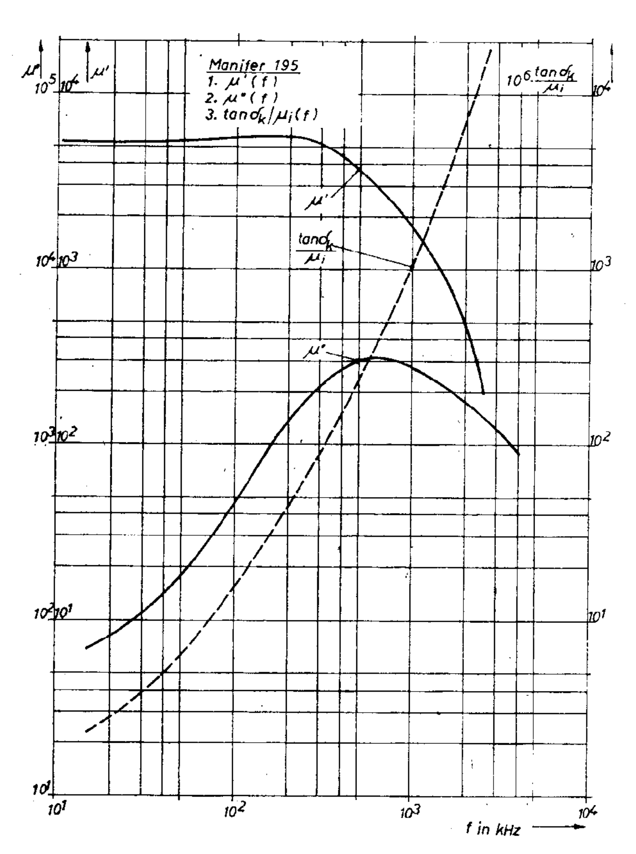


Bild 54 Komplexe Permeabilität in Abhängigkeit von der Frequenz für Mf 195

(Übertragung eines breiten Frequenzbands — s. Bild 55b) können nur sehr allgemeine Hinweise gegeben werden, da die Übertragerparameter sehr eng mit Aufbau- und Kerneigenschaften verknüpft sind. Es empfiehlt sich, die gewünschten Daten meßtechnisch zu ermitteln. In grober Näherung findet

man, daß die obere Frequenzgrenze vom Übertrageraufbau bestimmt wird, während die untere Frequenzgrenze von den Materialeigenschaften des Ringkerns abhängt.
Bild 55b zeigt als Beispiel eine Meßkurve für einen Ringkern B 6,3 × 3,8 × 1,9 TGL 24 724 — Mf 195 bei konstanter Generatorspannung $\mathfrak{U}_g$.
Bild 55a zeigt die dazugehörige Meßschaltung. Auf dem Ringkern ist eine aus 4 Windungen bestehende Doppeldrahtleitung ($Z = 120\ \Omega$) aufgebracht. Entsprechend der Zusammenschaltung ergibt sich ein Übersetzungsverhältnis der komplexen Spannungen von $\mathfrak{U}_a : \mathfrak{U}_e = 2 : 1$. Den Übertrager kann man bis zu einer Frequenz von etwa 100 MHz einsetzen. Häufig sind Ringkerne in der Anwendung als *Stromwandler* zu finden. Der Vorteil besteht in der galvanischen Abtrennung des Meßkreises. Die Anordnung ist in Bild 56 dargestellt: Ein durch den Ringkern gesteckter stromführender Leiter wirkt wie eine Kernwindung und induziert in der Wicklung N eine Spannung u, die bei richtiger Dimensionierung dem (differenzierten) Strom i proportional ist. Die Spannung u sollte so gering wie möglich belastet werden (≈ Leerlauf). Für diesen Fall wird u näherungsweise nach Gl. (95) berechnet, wobei eine ideale Kopplung (Kopplungsfaktor $K = 1$) zwischen beiden Wicklungen angenommen wird:

$$U = M \cdot \frac{\Delta i}{\Delta t}; \tag{95}$$

$M = \sqrt{L1 \cdot L2}$ = Gegeninduktivität, L1 — Induktivität einer Windung (Stromkreis), L2 — Induktivität von N Windungen

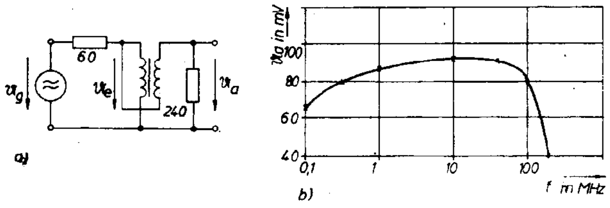


Bild 55 Ringkern als Breitbandübertrager; a — Meßschaltung, b — Ausgangsspannung in Abhängigkeit von der Frequenz

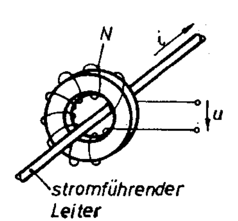


Bild 56
Prinzipanordnung für einen Stromwandler

(Meßkreis), $\frac{\Delta i}{\Delta t}$ — Stromänderung Δi in einer Zeiteinheit Δt.
Für sinusförmigen Stromverlauf kann die Amplitude der Meßspannung nach Gl. (96) ermittelt werden: $\hat{U} = M \cdot \omega \cdot \hat{I}$. (96)
Unter den genannten Voraussetzungen wirkt demzufolge der bewickelte Ringkern im Stromkreis mit der Induktivität L1. Im Interesse einer geringen Meßwertverfälschung sollte man für Stromwandler eine kleine Primärinduktivität L1 wählen und die benötigte Meßspannung u durch eine große Windungszahl N (L2 groß) realisieren. L1, L2 wird unter Beachtung der Aussteuerung in bekannter Weise über Gl. (63) bzw. Gl. (26) bestimmt. Um einen dem Strom i proportionalen u-Verlauf zu erhalten, muß bei nichtsinusförmigem i-Verlauf eine elektrische Integration (z. B. RC-Integrationsglied) der Spannung u erfolgen. Bei sinusförmigem i-Verlauf kann man auf die Integration verzichten, da u gegenüber i um annähernd $\pi/2$ phasenverschoben gleichfalls sinusförmig ist. Bei solchen Augenblickswertdarstellungen (z. B. oszillografische u-Auswertung) sollte die Kernaussteuerung im Rayleigh-Gebiet liegen. Für eine Spitzen- bzw. Effektivwertanzeige kann die zulässige Aussteuerungsgrenze höher gewählt werden, sollte jedoch $\hat{B} = 2 \cdot 10^{-5} \mathrm{Vs/cm^2}$ nicht überschreiten.
Die Überprüfung der Feldstärke (Rayleigh-Gebiet) erfolgt nach Gl. (13), zur Abschätzung der Maximalinduktion $\hat{B}$ kann Gl. (22) oder unter Verwendung von Gl. (1), (3), (4) und der Beziehung $R_m = 1/A_L$ näherungsweise Gl. (97) dienen:

$$\hat{B} = \frac{\hat{I} \cdot N \cdot A_L}{A_e}. \qquad (97)$$

Beispiel

Einsatz eines Ringkerns A 5 × 3,5 × 2 TGL 24 724 – Mf 183, A_L = 310 nH, als Stromwandler (Spitzenwertanzeige).
Zu messender Strom: sinusförmiger Verlauf, Amplitude $\hat{I}$ = 0,1 A, Frequenz f = 500 kHz ($\triangleq$ Kreisfrequenz ω = $3{,}14 \cdot 10^6\ s^{-1}$)

Ringkerndaten: l_e = 1,34 cm
(s. Tab. 20) A_e = 0,015 cm²

a — Ermittlung der Meßspannungsamplitude $\hat{U}$ bei N = 100 Wdg. (z. B. 0,08-mm-CuL) nach Gl. (96):

$$L1 = 1 \cdot 3{,}1 \cdot 10^{-7} = 0{,}31\ \mu H,$$
$$L2 = 10^4 \cdot 3{,}1 \cdot 10^{-7} = 3{,}1\ mH,$$
$$M = \sqrt{3{,}1 \cdot 10^{-7} \cdot 3{,}1 \cdot 10^{-3}} = 31\ \mu H,$$
$$\hat{U} = 3{,}1 \cdot 10^{-5} \cdot 3{,}14 \cdot 10^6 \cdot 0{,}1 \approx 9{,}7\ V.$$

b — Überprüfung der Aussteuerung:

nach Gl. (13): $$\hat{H} = \frac{\hat{I} \cdot N}{l_e} = \frac{0{,}1 \cdot 1}{1{,}34} \approx 75\ mA/cm.$$

(Rayleigh-Grenze $\hat{H} \approx 40$ mA/cm)

nach Gl. (97): $$\hat{B} = \frac{10^{-1} \cdot 1 \cdot 3{,}1 \cdot 10^{-7}}{1{,}5 \cdot 10^{-2}} \approx 0{,}2 \cdot 10^{-5} Vs/cm^2.$$

Bild 57 zeigt den Einsatz eines Ringkerns in der Amateurtechnik. Die angegebenen Zahlenwerte für diesen *Antennenstrommesser* sind Richtwerte und [18] entnommen.

Nach [19] ist in Bild 58 ein *Reflekto-Wattmeter* dargestellt. Der durch den Ringkern RK geführte zentrale Leiter der Koaxialspeiseleitung induziert in der Wicklung N eine Spannung u. Der durch die gleichen Widerstände R1 und R2 fließende Strom ist gleich- und gegenphasig gegenüber dem Speiseleiterstrom. Die kapazitiven Spannungsteiler C1/C3 und C2/C4 sollen Spannungen gleicher Amplitude, die in Phase mit der Speiseleiterspannung sind, erhalten. Es wird auf gleichen Spannungsabfall gegenüber R1 und R2 abgeglichen. Die durch das

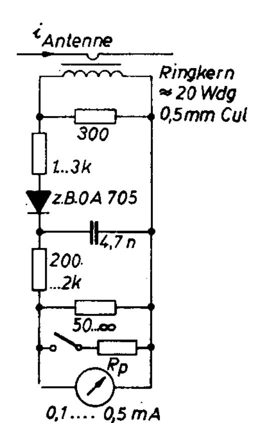


Bild 57
Antennenstrommesser

Diodenpaar D1 und D2 gleichgerichteten Spannungen sind die Vektorsumme (Vorwärtskomponente) bzw. Vektordifferenz (Rückwärtskomponente) der Spannungen, die durch Speise-

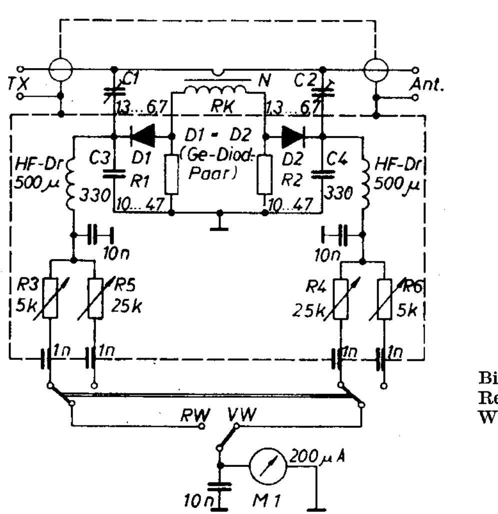
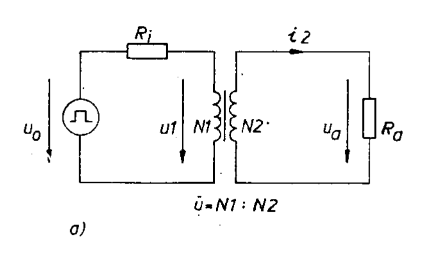


Bild 58
Reflekto-
Wattmeter

leiterstrom bzw. -spannung erzeugt werden. Die beschriebene Anordnung ist frequenzunabhängig und kann mit dem Meßinstrument M1 direkt in Watt geeicht werden (Test nach [19] bis 30 MHz). Im Original wurde ein Ringkern (dl = 25 mm, h = 8 mm), Typ Amidon T-68-2, mit N = 35 Wdg., 0,4-mm-CuL, verwendet. Dieser Typ kann z. B. durch einen Ringkern B 25 × 15 × 7,5 TGL 24 724 — Mf 330 ersetzt werden. Die Windungszahl N wird experimentell ermittelt. Nähere Angaben über Prinzip, Aufbau und Eichung sind [19] zu entnehmen.
Abschließend soll noch die aus der Meßtechnik bekannte *Stromzange* erwähnt werden. Das elektrische Prinzip entspricht Bild 56. Ein Ringkern muß in 2 Hälften geteilt und in den Backen einer passend gefertigten Klammer so angebracht werden, daß bei geschlossener Klammer ein geschlossener Magnetkreis vorhanden ist. Die Berührungsflächen des Ringkerns müssen plangeschliffen sein, um den Berührungsluftspalt so gering wie möglich zu halten. Bei Betätigung der Klammergriffe öffnet sich der Kern, und man kann einen entsprechenden Draht seitlich einführen.
Vielfach werden Ringkerne zur *Verdrosselung* eingesetzt. Gewünscht ist ein geringer Gleichstromwiderstand R_0 bei einem großen Wechselstromwiderstand (Impedanz $\mathfrak{Z} = R_K + j\,\omega\,L$). Zu beachten sind Art und Größe der Aussteuerung. Bei kleinen Aussteuerungen und ohne Gleichstromvormagnetisierung läßt sich das Impedanzverhalten z. B. mit Bild 52 bis Bild 54 in Abhängigkeit von der Frequenz abschätzen.
R_K bzw. L werden für vorgegebene Frequenzen punktweise durch Benutzung der Gl. (56) bis Gl. (58) bzw. Gl. (50) berechnet.
Einige Bemerkungen zur Verwendung des Ringkerns als *Impulsübertrager*. Das Prinzip der Impulsübertragung mit Spannungs- und Stromverlauf wurde in Bild 59 dargestellt: Zur Zeit t = 0 wird ein (ideal angenommener) rechteckiger Spannungsimpuls der Amplitude u_0 angelegt. Es beginnt ein Strom i_L mit exponentiellem Zeitverlauf zu fließen, wobei beim Impulsübertrager der angenähert linear verlaufende Anfangsteil ausgenutzt wird. Die im Sekundärkreis über R_a abfallende Spannung u_a weist gegenüber u_0 eine Anstiegsverzögerung t_r



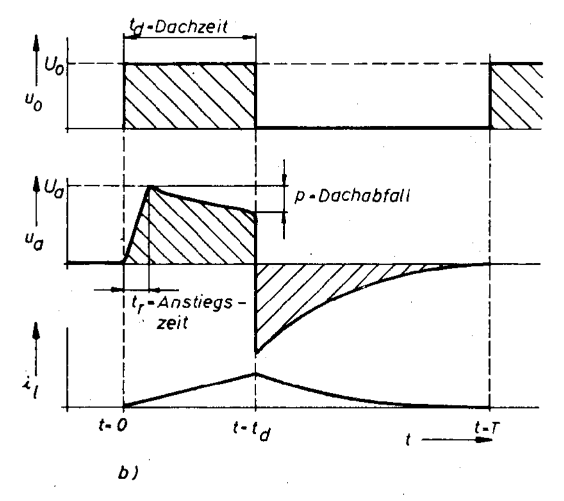


Bild 59 Ringkern als Impulsübertrager; a — Prinzipschaltung, b — Spannungs- und Stromverlauf

auf sowie einen annähernd linearen Dachabfall p. Zur Zeit $t = t_d$ (Dachzeit des Impulses) klingt der Strom i_L exponentiell ab und erreicht bei genügend großer Periodendauer T den Wert 0. Für diesen Zeitraum wird eine mit entgegengesetztem Vorzeichen versehene Spannung u_a induziert. Die Spannungs-Zeit-Flächen von u_a oberhalb und unterhalb der Nullinie besitzen den gleichen Zahlenwert, da sie der magnetischen Flußänderung proportional sind.

Die Größe der Induktivität L des Übertragers beeinflußt die Größe des Dachabfalls p. Für $p \leq 10$ % ergibt sich Gl. (98) als Mindestwert der Induktivität

$$L \geq \frac{100 \cdot t_d \cdot R}{p} \tag{98}$$

mit

$$R = \frac{\ddot{U}^2 \cdot R_i \cdot R_a}{R_i + \ddot{U}^2 \cdot R_a}. \tag{99}$$

R_i ist der Innenwiderstand der Impulsspannungsquelle, $\ddot{U}$ das Übersetzungsverhältnis. Die Kernverluste R_K werden vernachlässigt. Der Dachabfall p wird in Prozent angegeben. Die Aussteuerung von Impulsübertragern erfolgt größtenteils außerhalb des Rayleigh-Gebiets, wobei eine vom Kernwerkstoff abhängige Maximalinduktion $\widehat{B}$ (eigentlich zulässige zeitliche Induktionsänderung) nicht überschritten werden darf. $\widehat{B}$ ist u. a. von der Temperatur und der Betriebsweise (einfache oder bipolare Impulse) abhängig und liegt im Bereich von etwa 1,5 bis $2 \cdot 10^{-5}$ Vs/cm². Werden die Aussteuerungsgrenzen wesentlich überschritten, dann erfolgt bei der Übertragung eine starke Verformung der Rechteckimpulse.
Über Gl. (15) und Gl. (20) erhält man unter Berücksichtigung der zulässigen Aussteuerung $\widehat{B}$ eine untere Grenze für die primäre Windungszahl N1 (Bezeichnung nach Bild 59):

$$N1 \geq \frac{U1 \cdot t_d}{A_e \cdot \widehat{B}} \approx \frac{\ddot{U} \cdot R_a \cdot I2 \cdot t_d}{A_e \cdot \widehat{B}}. \tag{100}$$

Die untere Grenze des erforderlichen A_L-Wertes wird nach Gl. (63) durch Verwendung von Gl. (98) und Gl. (100) bestimmt (s. a. Tabelle 20). Diese A_L-Wert-Berechnung ist etwa bis zu einer Induktionsänderung von 0,2 T/μs möglich. Für andere Fälle ist für die A_L-Bestimmung die Anfangspermeabilität μ_i nicht mehr verwendbar. Es wird dafür eine speziell ermittelte *Impulspermeabilität* μ_p eingesetzt. Zu beachten ist, daß μ_i und μ_p von der Impulsfolgefrequenz (Periodendauer T) und dem Tastverhältnis (t_d/T) abhängig sind.

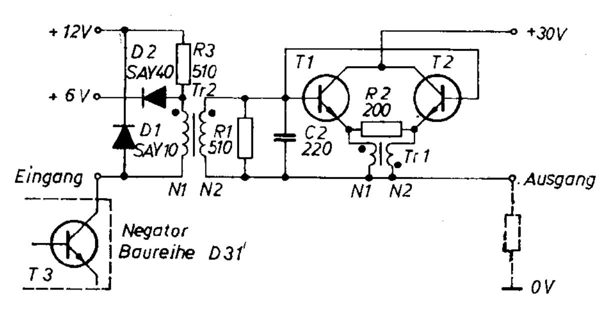


Bild 60 Impulsschalter

Die Anstiegszeit t_r des Impulses wird durch den Übertrageraufbau (Streuinduktivität, Streukapazität) bestimmt. Weitere Angaben über die Dimensionierung können [20] entnommen werden. Bild 60 zeigt als Anwendung einen *Impulsschalter*. Die Transistoren T1 und T2 (SS 120, BSY 34, 2N 5189 o. ä.) sind aus Leistungsgründen parallel geschaltet, Tr 1 und R2 dienen zur Symmetrierung, R1 und C2 bewirken eine bessere Störsicherheit. Der Eingangskreis ist für die Ansteuerung mit einem Negator der Baureihe D31 ausgelegt. R3 dient zur Strombegrenzung von T3, D 2 bewirkt durch die 6-V-Potentialbegrenzung einen schnellen Abschaltvorgang. Bei einer Impulsperiodendauer von $T \geq 2{,}5\ \mu s$ (= Impulsfolgefrequenz 500 kHz) sowie einer mittleren Dachzeit $t_d = 1\ \mu s$ (bzw. Tastverhältnis $\leq 0{,}5$) wird ein (extern zu begrenzender) Kollektorstrom von etwa 350 mA mit einer mittleren Anstiegs- und Abfallzeit von 50 ns geschaltet. Für Tr1 und Tr2 wird je ein Ringkern A 5 × 3,5 × 2 TGL 24 724 → Mf 183, $A_L = 310$ nH, verwendet. Wickeldaten für Tr1: N1 = N2 = 4 Wdg., 0,12-mm-LvIz, verdrillt über Ringkernumfang gewickelt, Tr2: N1 = 60 Wdg., N2 = 20 Wdg., 0,08-mm-LvIz, N1 und N2 übereinander und über den Umfang verteilt.

3.3. Kreuz- und Flügelkerne

Durch den Übergang von Röhren- auf Transistortechnik und durch die schrittweise Verkleinerung anderer passiver Bau-

elemente sind die Ferritschalenkerne zum volumenbestimmenden Bauelement geworden. Neben Verbesserungen der Ferritwerkstoffe erfuhr die Bauform eine Weiterentwicklung. Ein Schritt in dieser Richtung ist der in Abschnitt 3.1. erwähnte lötstiftträgerlose Aufbau. Eine entscheidende Verbesserung konnte jedoch erst dadurch erzielt werden, daß man zu einer dem Rastermaß besser angepaßten Bauform überging. Allen derartigen Kernen ist gemeinsam, daß sie statt einer runden eine rechteckige oder quadratische Kernform aufweisen. Das beim Schalenkern über die gesamte Wandung gleichmäßig verteilte Ferritmaterial wird in 2 oder 4 Ecken konzentriert. Die an diesen Ecken größere Materialdicke bewirkt, daß sich der magnetische Widerstand gegenüber dem Schalenkern nicht wesentlich erhöht. Auf diese Weise entstehen größere Drahtausführungsflächen, die den Einsatz von speziell entwickelten Spulenkörpern aus Duroplastmaterial mit eingespritzten Lötstiften erleichtern. Diese Lötstifte sind so angeordnet, daß die Außenkontur des Ferrits das Gesamtvolumen der aufgebauten Induktivität bestimmt.
Die größeren Drahtausführungsflächen legen den Gedanken nahe, daß an diesen Stellen auch ein größeres Streufeld als beim Schalenkern entsteht. Die Praxis zeigt jedoch, daß die Anwendbarkeit dieser Kerne nur in ganz wenigen Fällen dadurch begrenzt wird.

Folgende Bauformen haben sich herausgebildet:

— *RM-Kerne*, früher auch SM-Kerne genannt (diese Bezeichnung sollte man wegen der Verwechselbarkeit mit SM-Schnitten bei Trafoblechen vermeiden), werden in Abschnitt 3.3.1. ausführlich behandelt.
— *W-Kerne*, als Vorläufer-Typen der RM-Kerne anzusehen, sind magnetisch ungünstiger dimensioniert als RM-Kerne und haben sich deshalb nicht durchsetzen können. Man bezeichnet W- und RM-Kerne manchmal ihrer Gestalt wegen auch als *Flügelkerne*.
— *X-Kerne* werden in Abschnitt 3.3.2. ausführlicher behandelt. Man bezeichnet sie oft auch als *Kreuzkerne*.

— *Quader-Schalenkerne* bieten gegenüber einem Schalenkern mit lötstiftträgerlosem Aufbau keine nennenswerten Vorteile und werden daher nur selten eingesetzt.

3.3.1. RM-Kerne

Bild 61 zeigt die Form der RM-Kerne und ihre Hauptabmessungen. Man erkennt, daß in 2 gegenüberliegenden Ecken eines Quadrats das Wandmaterial des Ferrits konzentriert ist, während die beiden anderen Ecken für die Lötstifte frei bleiben. Die Kerne sind in ihrem Hauptmaß 12 so dimensioniert, daß sie stets ein Quadrat mit der Kantenlänge n · 2,5 mm möglichst gut ausfüllen. Dabei wurde beachtet, daß ein Überschrei-

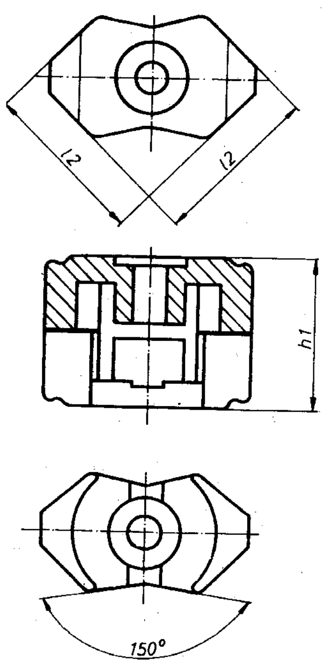


Bild 61
RM-Kern

ten dieses Quadrats nicht vorkommen kann, so daß sich bereits das nächste derartige Quadrat mit einem weiteren Kern besetzen läßt. Die Zahl n wird als Nennmaß benutzt (s. Tab. 21). Die beiden Kernhälften werden durch einen federnden Blechbügel zusammengehalten, der in die seitlichen Aussparungen im Kernboden einrastet. Durch Verkleben der Ferritkerne im montierten Zustand wird vielfach eine zusätzliche Sicherung vorgenommen. Die Federbügel tragen an einer Seite einen Erdungsstift, der auf die Leiterplatte aufzulöten ist und neben den Lötstiften des Spulenkörpers das Bauelement auf der Leiterplatte festhält. Die Halteklammern stehen nicht am Ferritboden über, so daß das Bauvolumen mit den Abmessungen h1 und 12 (Tab. 21 oder Bild 61) vollständig bestimmt wird. Tabelle 21 enthält weiterhin die magnetischen Formkenngrößen l_e, A_e und $\Sigma\, l/A$.

Tabelle 21 RM-Kerne, Hauptabmessungen und Formkonstanten

Typ	12 in mm	h1 in mm	l_e in cm	A_e in cm^2	$\frac{1}{A}$ in cm^{-1}
RM 4	9,8	10,5	2,1	0,11	19
RM 5	12,3	10,5	2,1	0,21	10
RM 6+)	14,7	12,5	2,7	0,31	8,7
RM 8	19,7	16,5	3,5	0,52	6,8

+) gemäß TGL 27 630, Bl. 3

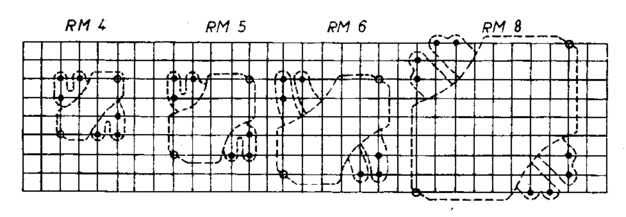


Bild 62 RM-Kerne, Lötanschlüsse im Rastermaß

Die Anordnung der Lötstifte in einem quadratischen Raster von 2,5 mm als Rastereinheit ist Bild 62 zu entnehmen. Lötstiftanzahl sowie die Wickelraumdaten der Spulenkörper h_n, b_n, A_n und l_m findet man in Tabelle 22.

Tabelle 22 RM-Kerne, Spulenkörper

Typ	h_n in mm	b_n in mm	A_n in mm^2	l_m in cm	Stiftanzahl
RM 4	1,45	5,8	8	2,0	6
RM 5	2,1	4,9	10	2,5	6
RM 6	2,4	6,5	16	3,1	4; 6
RM 8	3,5	9,1	32	4,2	4; 8

Die zur Beschreibung der *elektrischen* bzw. *magnetischen Eigenschaften* notwendigen Parameter entsprechen den Kenngrößen der Schalenkerne (s. dazu Abschn. 3.1.). Tabelle 23 enthält eine Übersicht über die Werte der effektiven Permeabilität von gescherten Kernen. In Tabelle 24 sind für Ferritwerkstoffe mit $\mu_i = 2000$ bzw. 5000 die A_L-Werte ungescherter

Tabelle 23 RM-Kerne, effektive Permeabilität

A_L in nH	RM 4	RM 5	RM 6	RM 8
16	24			
25	38	20	17	
40	62	33	27	22
63	96	51	43	34
100	152	82	62	54
160	242	130	110	88
250	380	200	171	135
315		250	216	170
400		330	274	220
630			431	340
1000			685	540
1250			855	680

RM-Kerne angegeben. Zu beachten ist, daß die A_L-Werte bei $\mu_i = 5000$ nur erreichbar sind, wenn die Schliffflächen der Kerne poliert werden.

Tabelle 24 RM-Kerne, A_L-Werte ungescherter Kerne (in nH)

Typ	μ_i 2000	μ_i 5000
RM 4	1000	3500
RM 5	1800	4200
RM 6	2400	5000+)
RM 8	3100	7000

+) TGL 27 630, Bl. 5

Die Vorteile dieser Bauform gegenüber dem Schalenkern wird an einem Vergleich zwischen RM 6 und dem Schalenkern 14 × 8 deutlich.

— *Einbauvolumen*

	RM 6	14 × 8
Grundfläche	2,16 cm² (Tab. 21)	1,5 × 1,85 = 2,8 cm² (Tab. 11)
im Raster belegte Fläche	2,25 cm² (Bild 62)	1,5 × 2,0 = 3,0 cm² (Bild 41)
Höhe	1,25 cm (Tab. 21)	1,35 cm (Tab. 11)
Höhe in Rastereinheiten	1,25 cm	1,50 cm
Volumen in Rastereinheiten (V)	2,81 cm³	4,5 cm³

$$\frac{V_{RM6}}{V_{14x8}} = \frac{1}{1,6}$$

— *Windungszahl*

	RM 6	14 × 8
Wickelraum-querschnitt	16 mm² (Tab. 22)	6,9 mm² (Tab. 13)

Da die Windungszahl dem Wickelraumquerschnitt proportional ist, ergibt sich für das Verhältnis der Windungszahlen:

$$\frac{N^{RM6}}{N^{14x8}} = 2{,}3 .$$

— Vergleich von *Kernen mit gleichem A_L-Wert* ($A_L = 250$ nH):

$$\frac{L^{RM6}}{L^{14x8}} = \left(\frac{N^{RM6}}{N^{14x8}}\right)^2 = 5{,}4.$$

Noch aufschlußreicher ist der Vergleich der auf die Volumeneinheit bezogenen Induktivität:

$$\left(\frac{L}{V}\right)^{RM6} : \left(\frac{L}{V}\right)^{14x8} = \frac{L^{RM6}}{V^{14x8}} \cdot \frac{V^{14x8}}{L^{RM6}} = 5{,}4 \cdot 1{,}6 = 8{,}6.$$

Man kann also mit dem Kerntyp RM6 bei gleichem Bauvolumen eine bedeutend größere Induktivität realisieren.
Für die Feldstärke im Kern H_K ergibt sich unter der Annahme, daß stets der gleiche Strom fließt, nach Gl. (21) bei ungeschertem Kern:

$$\frac{\hat{H}_K^{RM6}}{\hat{H}_K^{14x8}} = \frac{N^{RM6}}{N^{14x8}} \cdot \frac{l_e^{14x8}}{l_e^{RM6}} = 2{,}32 \cdot \frac{1{,}98}{2{,}7} = 1{,}7.$$

Für den A_L-Wert 250 nH folgt unter Verwendung von Gl. (64) und der entsprechenden Werte von μ_e

$$\frac{\hat{H}_K^{RM6}}{\hat{H}_K^{14x8}} = \frac{\hat{H}^{RM6}}{\hat{H}^{14x8}} \cdot \frac{\mu_e^{RM6}}{\mu_e^{14x8}} = 1{,}7 \cdot \frac{171}{158} = 1{,}84.$$

— Vergleich von *Kernen mit gleicher Induktivität*

$$\frac{A_L^{RM6}}{A_L^{14x8}} = \left(\frac{N^{14x8}}{N^{RM6}}\right)^2 = \frac{1}{5{,}4}.$$

Es ist also möglich, die gleiche Induktivität durch einen 5mal kleineren A_L-Wert zu erhalten, d. h. in diesem Fall auf $A_L =$ 63 nH mit $\mu_e = 43$ (s. Tab. 23) überzugehen.
Die Werte der zeitlichen, thermischen und feldstärkeabhängigen Instabilitätskenngrößen vermindern sich gegenüber

14×8 im Verhältnis der effektiven Permeabilität, d. h. auf $43/158 = 0{,}27$. Man kann also die gleiche Induktivität bedeutend stabiler herstellen. Die Aussteuerung des stärker gescherten RM6-Kerns vermindert sich gegenüber dem vorher betrachteten RM6, $A_L = 250$ nH, ebenfalls in diesem Verhältnis, d. h., sie wird dadurch kleiner als die des 14-×-8-Kerns mit $A_L = 250$ nH (etwa 2/3 der Aussteuerung des Schalenkerns).
Bei der Umstellung einer Schaltung wird man meist eine Kombination dieser beiden Extremfälle, also sowohl eine Steigerung der Induktivität als auch der Stabilität bei etwa gleicher Aussteuerung im Ferritmaterial wählen.

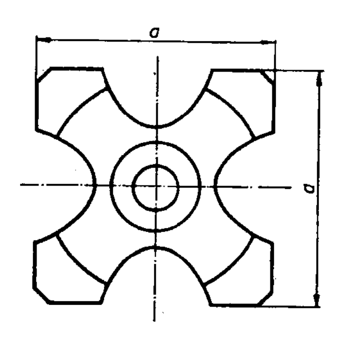
— *A_L-Wert bei ungescherten Kernen:*
Bei gleichem Werkstoff wird der A_L-Wert nur noch durch den Geometriefaktor Σ l/A bestimmt.

	RM 6	14 × 8
$\sum \frac{l}{A}$	8,6 cm^{-1} (Tab. 21)	7,89 cm^{-1} (Tab. 15)

Man erkennt, daß man bei ungescherten Kernen für beide Kerne fast gleiche A_L-Werte erhält und sich damit entsprechend dem Windungszahlverhältnis für RM 6 etwa 5mal größere Induktivitäten realisieren lassen.
Diese Beispiele zeigen deutlich, wie durch diese neuartigen Bauformen eine Miniaturisierung und eine beträchtliche Erhöhung der Stabilität möglich ist, ohne daß auf einen neuen Werkstoff übergegangen wurde.
RM-Kerne kann man selbstverständlich in der gleichen Weise wie Schalenkerne abgleichen. Auch bezüglich ihres Einsatzes gibt es keine wesentlichen Unterschiede (s. Abschn. 3.1.4.).

3.3.2. X-Kerne

Bild 63 zeigt Form und Hauptabmessungen der X-Kerne. Das Ferritmaterial befindet sich an allen 4 Ecken eines Quadrats, die Lötstifte in den dazwischen liegenden Aussparungen. Als



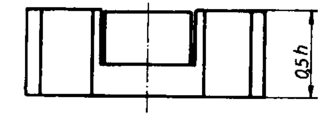


Bild 63 X-Kern

Nennmaß wird die Kantenlänge a der quadratischen Grundfläche benutzt. Kantenlänge, Kernhöhe und die Formkonstanten wurden in Tabelle 25 zusammengestellt.

Tabelle 25 X-Kerne, Hauptabmessungen und Formkonstanten

Typ	a in mm	h in mm	l_e in cm	A_e in cm²	$\Sigma \frac{l}{A}$ in cm⁻¹
X 22	21,3	14,4	3,8	0,66	5,8
X 30	29,6	23,6	5,6	1,15	4,9
X 35	34,6	28,0	6,7	1,60	4,1

Die Abmessungen sind wie bei den RM-Kernen so gewählt, daß ein Quadrat der Größe n · 2,5 mm möglichst gut ausgenutzt wird. Auch in diesem Fall kann im nächsten Quadrat auf der Leiterplatte ein weiterer Kern untergebracht werden. Für die Typen X 22, X 30 und X 35 ist n = 9, 12 bzw. 14, so

daß in bezug auf Größe diese Baureihe gut an die RM-Reihe anschließt.
Die Spulenkörper (Abmessungen s. Tab. 26) haben an 4 Stellen freien Raum für Lötstifte, so daß die Stiftanzahl groß sein kann.

Tabelle 26 X-Kerne, Spulenkörper

Typ	h_n in mm	b_n in mm	A_n in mm^2	l_m in cm	Stiftanzahl
X 22	4,5	7,5	34	5,0	8
X 30	7,4	12,9	95	6,5	12
X 35	8,2	16,5	130	7,7	16

Beide Kernhälften können miteinander verklebt werden, so daß als Armatur nur die Spule benutzt wird. Da in diesem Fall die Befestigung des gesamten Bauelements nur durch die Lötstifte des Spulenkörpers erfolgt, muß dieser mindestens an einer Kernhälfte festgeklebt werden, um einen sicheren Sitz des Gesamtbauelements zu gewährleisten. In Fällen, wo diese Art der Befestigung nicht genügend zuverlässig ist, wird eine zusätzliche Blechkappe mit einem Federdeckel zur Halterung des Bauelements benutzt. Dabei verringert sich allerdings die Packungsdichte dadurch, daß infolge der Materialdicke der Blechkappe ein Abstand von einer Rastermaßeinheit (2,5 mm) zusätzlich zwischen 2 benachbarten X-Kernen vorgesehen werden muß.
Tabelle 27 und Tabelle 28 geben einen Überblick über die Werte der effektiven Permeabilität gescherter bzw. über den A_L-Wert ungescherter Kerne. Bezüglich der *elektrischen* und *magnetischen Kenngrößen* gilt auch bei ihnen die Analogie zu den Schalenkernen. X-Kerne finden auf Grund ihres großen Wickelraumquerschnitts und der hohen Zahl von Lötstiften besonders dann Verwendung, wenn Übertrager großer Windungszahl, Kerne mit vielen unterschiedlichen Wicklungen oder Wicklungen mit zahlreichen Anzapfungen aufgebaut werden sollen.

Tabelle 27 X-Kerne, effektive Permeabilität

A_L in nH	X 22	X 30	X 35
400	180		
630	290	240	
1000	460	370	320
1250	570	470	400
1600		600	510
2500		930	800

Tabelle 28 X-Kerne, A_L-Werte ungescherter Kerne (in nH)

Typ	$\mu_i \approx 2000$	$\mu_i \approx 5000$
X 22	3000	7000
X 30	4000	9000
X 35	4800	

Auch bei diesen Kernen ist ein Feinabgleich in der gleichen Weise wie bei Schalenkernen durch variable Überbrückung des Luftspalts mit einem Abgleichkern möglich.

3.4. Zylinderkerne und verwandte Bauformen

Wie aus Bild 4 (Abschnitt 1.1.) ersichtlich, bewirkt ein ferro- bzw. ferrimagnetischer Kern im Spuleninnern eine magnetische Flußkonzentration. Da magnetische Feldlinien in sich geschlossen sind, handelt es sich auch bei diesem Beispiel um einen magnetischen Kreis, bei dem allerdings der größte Teil des magnetischen Weges außerhalb der Spule in der Luft verläuft (sehr große Scherung).
Die Erfassung der elektrischen und magnetischen Eigenschaften einer solchen Anordnung mit den bisher benutzten analytischen Beziehungen (Formfaktor, Anfangspermeabilität usw.) ist nicht möglich, da der Flußverlauf in der Umgebung des Kernes (im Spuleninnern und außerhalb der Spule) nicht nur durch die Spulenabmessungen selbst, sondern auch durch die

Umgebung (z. B. Abschirmung, Befestigung, Fremdfelder) beeinflußt wird. Bei richtiger Dimensionierung bewirkt der Kern eine von seiner Lage in der Spule abhängige Induktivitätserhöhung, so daß man eine abgleichbare Induktivität erhält. Auch eine Güteverbesserung ist meist möglich.
Bei den als Kernmaterial verwendeten Ferritwerkstoffen existieren eine große Anzahl technischer Ausführungsformen, deren wichtigste nachfolgend behandelt werden.
Die obere Anwendungsgrenze für solche Kerne liegt bei einigen hundert Megahertz.

3.4.1. Ausführungsformen, Abmessungen und Bezeichnung

Die bekanntesten Formen sind die *zylinderförmigen Kerne* in ihren unterschiedlichen Ausführungsformen. Eine schematische Übersicht wird in Bild 64 gegeben; Bild 65 enthält die dazugehörigen Schnittdarstellungen mit den Symbolen der Hauptabmessungen.
Entsprechend diesen Bildern unterscheidet man bei *Gewindekernen* nach TGL 4817 zwischen einer Ausführungsform A, bei der der Schlitz für das Ansetzen eines Abgleichschraubenzie-

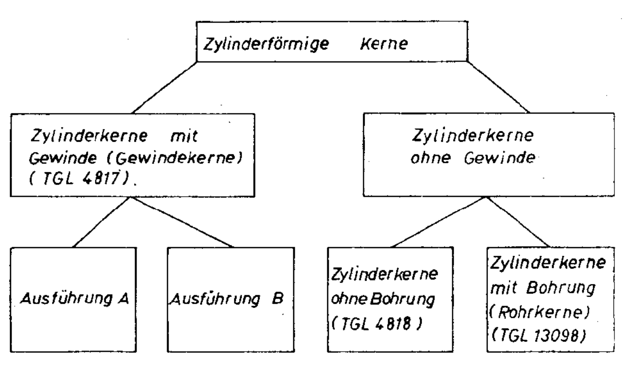


Bild 64 Schematische Übersicht über Ausführungsformen zylinderförmiger Kerne

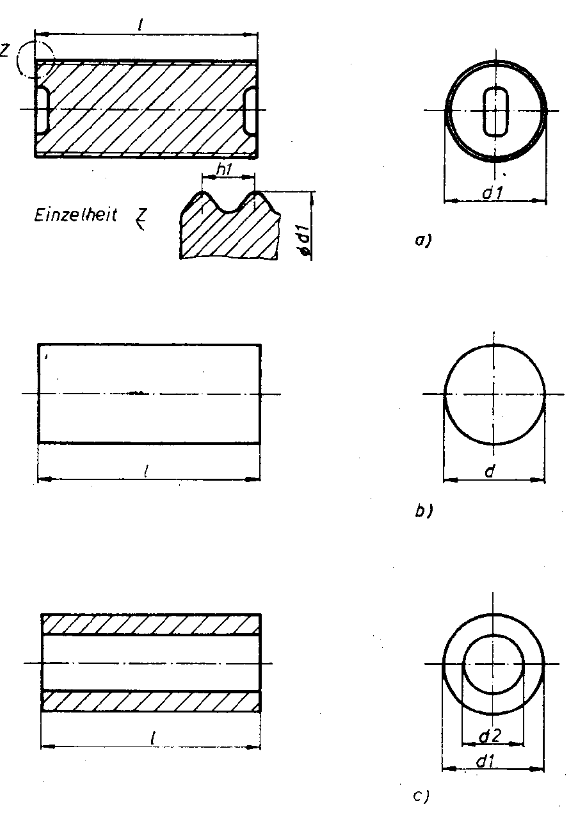


Bild 65 Zylinderförmige Kerne; a — Gewindekern nach TGL 4817 (Form A), b — Zylinderkern nach TGL 4818, c — Rohrkern nach TGL 13 098

hers nur 1,2 mm bis 1,5 mm tief ist, und einer Ausführungsform B mit durchgehendem Schlitz (etwa vergleichbar einem Rohrkern mit ovaler Innenbohrung). Tabelle 29 enthält die Nennabmessungen d1, h1 und l sowie die vom Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf zu diesem Sortiment angegebenen Vorzugstypen. Bei d1 ist zu beachten, daß das tatsäch-

Tabelle 29 Gewindekerne nach TGL 4817

d1 in mm	h1 in mm	l in mm	Vorzugstypen Kombinat VEB KWH
3,5	0,5	8	
		10	
4	0,5	8	
		12	x
5	0,75	13	x
6	0,75	13	x
7	0,75	13	
	1,0	13	x
	0,75	17	x
	1,0	17	x
	0,75	23	
		13	
8	0,75	23	x
		28	

liche Maß zwischen 0,25 mm und 0,50 mm (je nach Typ) kleiner als das Nennmaß ist. Die Kerne sind so ausgelegt, daß sie in ein Muttergewinde M(d1) × (h1) passen. Die Länge ist mit ±0,5 mm toleriert. Die Bezeichnung enthält die Angabe der Bauform, den Nenndurchmesser d1, die Steigung h1, die Länge l sowie die Werkstoffbezeichnung.

Beispiel Gewindekern A 4 × 0,5 × 12 TGL 4817 — Mf 143

Die Abmessungen der *Zylinderkerne* nach TGL 4818 und die vom Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf angegebenen Vorzugstypen sind in Tabelle 30 zusammengestellt. Der Nenndurchmesser d ist mit −0,1 mm, die Länge l mit ±0,5 mm toleriert. Die Bezeichnung enthält d, l und den Werkstoff.

Beispiel Zylinderkern 2 × 12 TGL 4818 — Mf 330

Abmessungen und Vorzugstypen der *Rohrkerne* nach TGL 13 098 sind in Tabelle 31 enthalten. Es gelten in den meisten Fällen folgende Toleranzen:

Außendurchmesser d1 ± 0,3 mm, Innendurchmesser d2 + 0,3 mm und Länge l ± 0,5 mm. Die Bezeichnung enthält d1, d2, l und den Werkstoff.

Tabelle 30 Zylinderkerne nach TGL 4818

d in mm	l in mm	Vorzugstypen Kombinat VEB KWH
1,6	5	
	7	x (1,8 × 7)
	10	
2	7	
	10	
	12	x
	15	x
2,5	10	
	12	x
	15	
3	7	x
	10	
	12	x
	15	x
3,5	10	x
	12	x
	15	x
	18	
4,2	10	
	12	x
	15	x
	18	
	24	
	30	
6	12	
	18	
	30	
	38	x

Beispiel Rohrkern 5 × 1,5 × 10 TGL 13 098 — Mf 143

Weniger bekannt sind hülsenartige Kerne mit oder ohne Boden, die zur gegenseitigen Abschirmung der Spulen eingesetzt werden. Gleichzeitig ist durch die Hülse ein Induktivitäts- und Gütegewinn je Spule möglich. Diese Kerne werden auch vielfach als *Glockenkerne* bezeichnet (s. Bild 66).

Tabelle 31 Rohrkerne nach TGL 13 098

d1 in mm	d2 in mm	l in mm	Vorzugstypen Kombinat VEB KWH
2	0,8	3	
3	1	10	x
4	1	3	
		5	
	2	10	
		15	
		20	
		30	
5	1,5	10	x
	2,5	5	x
		10	
		15	
		20	
6	1,5	10	x
8	4	20	
		30	
		50	
10	5	20	
		30	
		50	

Tabelle 32 Anwendungsbereiche der Werkstoffe für zylinderförmige Kerne nach TGL 4817 und 4818

Werkstoff	$\mu_i \pm 20\ \%$	Betriebsfrequenz in MHz	Anwendungsgebiete
Mf 143	600	0,1 ... 2,5	AM-ZF, LW, MW
Mf 340	100	1 ... 10	FM-ZF, KW
Mf 330	35	5 ... 40	FM-ZF, KW
Mf 321	20	10 ... 90	FM-ZF, Video-ZF, KW
Mf 320	10	30 ... 250	UKW

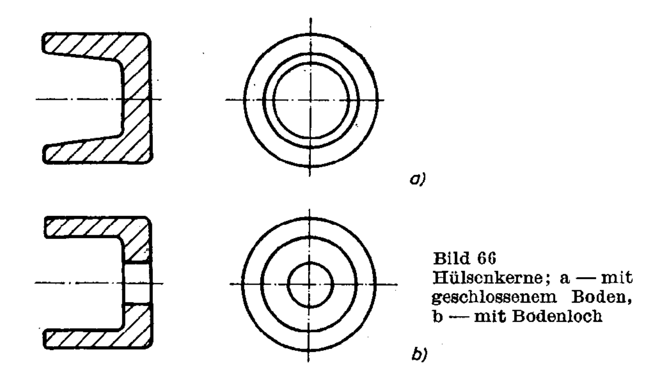


Bild 66
Hülsenkerne; a — mit geschlossenem Boden, b — mit Bodenloch

3.4.2. Werkstoffe

Verwendete Werkstoffe und Einsatzbereiche sind in Tabelle 32 zusammengefaßt. Zu bemerken ist, daß die früher vielfach gebräuchlichen Werkstoffe Mf 140 und Mf 110 durch Mf 143 bzw. Mf 340 zu ersetzen sind. Zur äußeren Unterscheidung der Werkstoffe besteht die Möglichkeit der Farbkennzeichnung. Der Bezeichnung des Kernes (s. Bezeichnungsbeispiele) werden dabei die Buchstaben „Kz" beigefügt. Vielfach sind Zylinderkerne mit einem Gewindeansatz aus Kunststoff versehen, der infolge seiner Einfärbung die Werkstoffkennzeichnung übernimmt. Beide Farbkodierungen sind nur teilweise identisch und können aus Tabelle 33 abgelesen werden. Die bei Zylinderkernen teilweise erreichbaren hohen Gütewerte lassen sich für höhere Frequenzen (etwa ab 5 MHz) nur unter Verwendung von sogenannten *Perminvarferrit-Werkstoffen* realisieren. Derartige Werkstoffe sind z. B. die Ferrite U 17, NO 1 P, U 11, U 31, Mf 320, Mf 321 und Mf 330 (s. a. Tab. 10, Teil 1). Die Besonderheiten des Perminvareffekts verlangen einige Maßnahmen zur sachgemäßen Anwendung derartiger Kerne, so daß es notwendig ist, an dieser Stelle kurz auf die physikalische Ursache dieses Effekts und seine technischen Konsequenzen einzugehen.

Tabelle 33 Farbkennzeichnungen nach TGL 23 195 und für Kerne mit Kunststoffteilen gemäß Werkstandard der VEB Hochfrequenzwerkstätten Meuselwitz

Werkstoff	Farbe nach TGL 23 195	Farbe der Kunststoffteile nach Werkstandard des VEB HFW Meuselwitz
Mf 110+	grau	grau++
Mf 140+	rot	rot++
Mf 143	gelb	violett
Mf 320	grün	grün++
Mf 321	weiß	grau
Mf 330	orange	orange++
Mf 340	blau	

\+ Nach TGL 4817 und 4818 nicht mehr für Neu- und Weiterentwicklungen zugelassen.
++ Auch in TGL 64-2022, Bl. 2, „HF-Spulenkerne — Farbkennzeichnung" enthalten.

Die Permeabilität resultiert im Bereich nicht allzugroßer Feldstärken ($\hat{H} \leq 2$ bis $3\ H_c$) aus Ummagnetisierungen durch Verschiebungen der Blochschen Wände (s. Bild 20, Teil 1). Bei den Perminvarferriten wird durch einen bestimmten Ablauf der letzten Phasen der Sinterung bzw. durch eine thermische Nachbehandlung ein Diffusionsvorgang im Material ermöglicht, der die Lage der Blochschen Wände stabilisiert. Dadurch entsteht eine engere Bindung an die Ruhelage, die zu einer

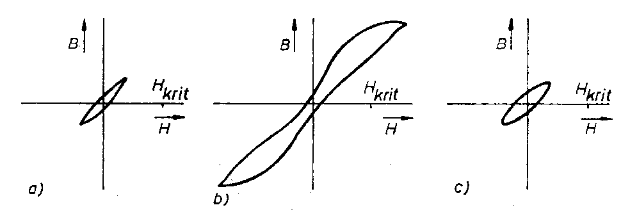


Bild 67 B(H)-Kurven eines Perminvarferrits; a — $\hat{H} < H_{krit}$, ungestörter Zustand, b — $\hat{H} > H_{krit}$, c — $\hat{H} < H_{krit}$, gestörter Zustand

Erhöhung des Anteils reversibler Wandverschiebungen führt. Die Folge davon ist eine schmale, nur ganz wenig geöffnete Hystereseschleife (s. Bild 67 a) mit nahezu feldstärkeunabhängigem Anstieg. Das führt dazu, daß solche Kerne einen sehr kleinen Verlustwinkel und eine von der Feldstärke kaum abhängige Permeabilität (PERMeabilität INVARiant) aufweisen. Bei Überschreiten einer bestimmten kritischen Feldstärke H_{krit} (s. Tab. 34 oder Tab. 8) werden die Bloch-Wände aus ihrer stabilen Lage herausgerissen, so daß sich der Anteil irreversibler Barkhausen-Sprünge erhöht. Die Schleife öffnet sich zu einer schmetterlingsartigen Form (s. Bild 67 b), Permeabilität und Verlustwinkel steigen an.

Tabelle 34 Kritische Feldstärke bei Perminvarferriten, TK_L nach TGL 25 613

Werkstoff	$10^3\ TK_L$ in grd^{-1}	H_{krit} in $A \cdot cm^{-1}$
Mf 143	0 ... +0,5	
Mf 340	0 ... +0,5	
Mf 330	0 ... +0,5	8
Mf 321	0 ... +0,5	10
Mf 320	—0,5 ... +0,5	15

Da nun nach Abschalten der hohen Störfelder die Bloch-Wände nicht unbedingt an den vorher durch Diffusion stabilisierten Stellen zur Ruhe kommen, wird die Schleife (Bild 67 c) auch bei kleinen Aussteuerungen nach einer Störung einer normalen Schleife ähnlicher. Der Zustand a läßt sich durch eine (meist nur beim Ferrithersteller mögliche) Nachbehandlung wieder herstellen.

Es ergibt sich damit die Forderung, derartige Ferrite nicht starken magnetischen Feldern (im vorliegenden Anwendungsfall durch äußere Magnetfelder, z. B. in Nähe des Lautsprechermagneten, Netztrafo, Drossel) auszusetzen, um irreversible Güteminderungen und Permeabilitätserhöhungen zu vermeiden.

3.4.3. Berechnung und Anwendung

Bei vorgegebener Einsatzfrequenz wird der Werkstoff nach Tabelle 32 ausgewählt. Infolge der großen Scherung ist eine Übersteuerung des Kernmaterials in der Praxis durch den Spulenstrom nicht zu erwarten. Aufmerksamkeit muß dem Einsatzort der Spule gelten, da, wie bereits erwähnt, die Umgebung (Fremdfelder, Abschirmung usw.) die elektrischen Spulenparameter wesentlich beeinflussen kann. Die bisher benutzten Beziehungen zur Berechnung der Induktivität und der Verluste können nicht verwendet werden. Infolge der Streuinduktivität ist eine eindeutige Zuordnung zur Anfangspermeabilität des Kernwerkstoffs praktisch nicht möglich. Benutzt wird deshalb die Angabe der sogenannten *wirksamen Permeabilität* μ_w nach Gl. (33), die das Verhältnis von Spule mit Kern zu Spule ohne Kern darstellt. Dieser Zahlenwert ist nur bei genauer Angabe der benutzten Meßspule und Meßfrequenz sinnvoll. Das gleiche trifft zu für die Angabe der möglichen Güteerhöhung durch den Kern. Nachfolgend wird ein Näherungsverfahren beschrieben, das die Abschätzung der Größenordnung des L-Wertes gestattet.

Die Abschätzung von μ_w aus der Anfangspermeabilität μ_i für zylindrische Kerne wird nach Gl. (101) durchgeführt:

$$\mu_w = \frac{\mu_i}{1 + 0{,}84 \left(\frac{d_K}{l_K}\right)^{1,7} \cdot (\mu_i - 1)} ; \qquad (101)$$

d_K — Kerndurchmesser, l_K — Kernlänge, d_K und l_K sind in gleicher Dimension einzusetzen.

Die praktischen Verhältnisse d_K/l_K (z. B. nach Tab. 29 und Tab. 30) liegen etwa im Bereich 0,13 bis 0,5 bzw. für das reziproke Verhältnis l_K/d_K bei etwa 2 bis 7. In Bild 68 wurde nach Gl. (101) die Abhängigkeit von dem Verhältnis l_K/d_K für verschiedene Werkstoffe dargestellt. Die gewünschte Induktivität L einer Spule mit Kern kann nach [21] mit Gl. (102) berechnet werden:

$$L = N^2 \cdot L' \cdot d_s \cdot \mu_w ; \qquad (102)$$

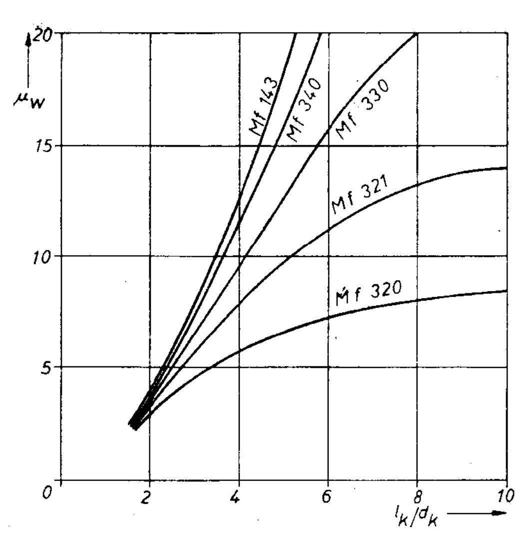


Bild 68 Wirksame Permeabilität μ_w (Rechenwert) in Abhängigkeit vom Längen-/Durchmesser-Verhältnis l_k/d_k zylinderförmiger Kerne

N — Windungszahl, d_s — äußerer Durchmesser der Spule. L′ wird als Rechengröße grafisch über Bild 69 in Abhängigkeit vom Längen-/Durchmesser-Verhältnis l_s/d_s der Spule ermittelt. Wird l_s und d_s in cm eingesetzt, dann erhält man L in μH. Als Ergänzung sind nachfolgend noch Näherungsgleichungen

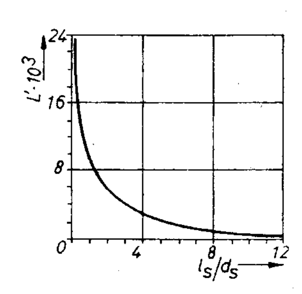


Bild 69
Rechengröße L′ in Abhängigkeit vom Längen-/Durchmesser-Verhältnis l_s/d_s der Spule

zur L-Berechnung von Spulen ohne Kern angegeben. Für eine mehrlagige Spule runden Querschnitts nach Bild 70a gilt:

$$L_0 = \mu_0 \frac{\pi}{24} \frac{N^2}{l} \frac{(D2^4 - 4D2D1^3 - 3D1^4)}{(D2 - D1)^2}; \qquad (103)$$

L_0 in H, μ_0 in Vs/Acm, l, D1, D2 in cm.
Eine einlagige Spule runden Querschnitts nach Bild 70b kann über Gl. (104), Gl. (105) oder Gl. (106) berechnet werden:

$$L_0 = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{\pi \cdot D^2}{4\,l} \qquad \text{für } D \ll l, \qquad (104)$$

$$L_0 = \mu_0 \cdot N^2 \cdot \frac{\pi \cdot D^2}{4\sqrt{l^2 + D^2}} \qquad \text{für } 5\,D < l < 10\,D, \qquad (105)$$

$$L_0 = N^2 \cdot D \cdot \left(1 + 6\frac{D}{l}\right) \cdot 10^{-9}$$

$$\text{für } 0{,}25\,D < l < 1{,}3\,D; \qquad (106)$$

L_0 in H, μ_0 in Vs/A·cm, D, l in cm.

Beispiel
Verwendet wird eine mehrlagige Spule runden Querschnitts mit D1 = 5,6 mm, D2 = 7,4 mm, l = 2,7 mm, N = 30 Wdg. Bei einer Betriebsfrequenz von f = 2,5 MHz setzt man einen Zylinderkern 4,2 × 15 TGL 4818 — Mf 143 ein.
Über Gl. (101) bzw. Bild 68 erhält man mit $d_K/l_K = 0{,}28$ ($l_K/d_K = 3{,}6$) $\mu_w \approx 10$. Aus Bild 69 ergibt sich $L' \approx 0{,}016$,

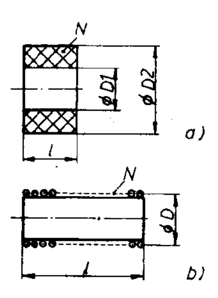


Bild 70
Spulenanordnungen mit rundem Querschnitt; a — mehrlagige Spule, b — einlagige Spule

wobei $d_s = D2 = 0{,}74$ cm und $l_s = l = 0{,}27$ cm ($l_s/d_s = 0{,}36$) betragen. Mit N = 30 Wdg. wird nach Gl. (102) eine Induktivität von $L = 107\,\mu H$ berechnet. Entsprechend Gl. (33) müßte die Spule ohne Kern eine Induktivität von $L_0 = L/\mu_w = 10{,}7\,\mu H$ besitzen. Eine Überprüfung nach Gl. (103) ergibt den Wert $L_0 = 12{,}8\,\mu H$. Gemessen wurden dagegen in der Praxis bei f = 2,5 MHz folgende Werte: $L_0 = 24{,}4\,\mu H$, $L = 108\,\mu H$ ($Q_0 = 29$, $Q = 67$). Es ergibt sich $\mu_w = 4{,}4$. Daraus wird deutlich, daß das angegebene Näherungsverfahren nur für eine Abschätzung der Größenordnung des L-Wertes sinnvoll ist. Trotz der zufällig guten Übereinstimmung der Induktivitätsendwerte zeigen sich in diesem Beispiel die großen Abweichungen bei μ_w und L_0. Es ist daher stets ratsam, die gewünschten Spulenwerte meßtechnisch zu ermitteln. Bei gegebenem Induktivitätswert der Spule mit Kern kann die *Temperaturabhängigkeit* von L aus Tabelle 34 abgelesen werden. Der in dieser Tabelle angegebene Temperaturkoeffizient TK_L ist die auf die Ausgangsinduktivität bezogene Induktivitätsänderung je Grad Temperaturdifferenz.
Bild 71 zeigt als Anwendungsbeispiel den Stromlaufplan eines einfachen UKW-Tuners (86 bis 102 MHz) nach [15]. Im Original wurden für T1 und T2 AF 106 (Ersatz z. B. durch GF 181) eingesetzt. Bei einer Bandbreite des Einzelkreises von 150 kHz wird für den gesamten Frequenzbereich eine Verstärkung von 30 dB angegeben. Für L1 bis L4 wird je ein Siferrit-Gewindekern B63310 U17 D 13,3 F, für den ZF-Kreis L5/L6 ein Siferit-Gewindekern B63310 80 K1 D 13,3 F ver-

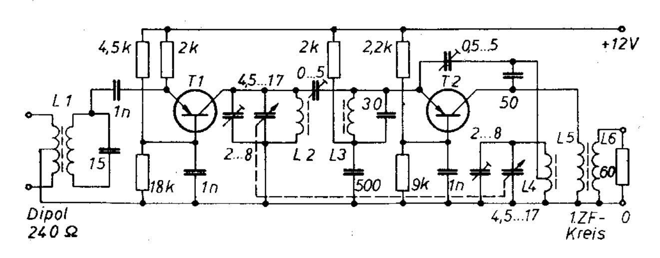


Bild 71 UKW-Tuner

wendet. Nach Tabelle 10 (Teil 1) kann der Werkstoff U17 durch Mf 320, 80 K1 durch Mf 340 (Mf 343) ersetzt werden. Es ergeben sich bei gleichen Spulendaten folgende Ersatzkerne:
Gewindekern A 6 × 0,75 × 13 TGL 4817 — Mf 320 (für L1 bis L4) und Gewindekern A 6 × 0,75 × 13 TGL 4817 — Mf 340 für L5/L6.

Spulendaten

L1 — 2 + 2 Wdg., 0,5-mm-Cu, versilbert, Wickeldrähte 3 mm (bifilar); L2 — 3 Wdg., 1,2-mm-Cu, versilbert, Wickelhöhe 8 mm; L3 — 5 Wdg., 0,7-mm-Cu, versilbert, Wickelhöhe 10 mm; L4 — 3 + 1 Wdg., 1,5-mm-Cu, versilbert, Wickelhöhe 10 mm; L5 — 26 Wdg., HFL 20 × 0,05, Wickelhöhe 10 mm; L6 — 5 Wdg., 0,25-mm-Cu, versilbert, Abstand zu L5 variabel. Außendurchmesser aller Spulenkörper etwa 8 mm.

3.5. Antennenstäbe

Antennenstäbe aus Ferritmaterial haben in den vergangenen Jahren durch die zunehmende Entwicklung der transistorisierten Kofferempfänger vielfältige Anwendungen gefunden. Die Wirkungsweise als Empfangsantenne kann man sich vereinfacht folgendermaßen vorstellen: Die von einem Sender abgegebene Energie wird in Form elektromagnetischer Wellen abgestrahlt. Eine elektromagnetische Welle besitzt eine elektrische (elektrische Feldstärke E) und eine magnetische Komponente (magnetische Feldstärke H), die senkrecht zueinander stehen. Der Zusammenhang zwischen elektrischer und magnetischer Komponente ist aus folgender Betrachtung ersichtlich: Gemäß Abschnitt 1.1. bedingt jeder elektrische Strom I die Ausbildung magnetischer Feldlinien (Feldstärke H). Die elektrische Spannung U ist mit der elektrischen Feldstärke E verknüpft. Ein Strom I fließt jedoch nur dann, wenn eine Potentialdifferenz (Spannung U) vorliegt.
Üblich ist es, die Polarisation des Senders anzugeben. Diese Angabe bezeichnet die Lage der elektrischen Komponente. Ein vertikal polarisierter Sender strahlt demzufolge die elek-

trische Komponente senkrecht zur Erdoberfläche, die magnetische Komponente parallel (horizontal) zur Erdoberfläche (Bezugspunkt ist der Aufstellungsort) ab. In welcher Polarisation abgestrahlt wird, hängt ab von der Lage der Sendeantenne gegenüber der Erdoberfläche. Zum Beispiel ist bei Langdrahtantennen in grober Näherung die Lage des Drahtes mit der Lage der elektrischen Komponente identisch. Eine Vertikalantenne würde demzufolge die magnetische Komponente horizontal ausstrahlen. Obwohl nicht direkt vergleichbar, stimmt diese Feldvorstellung mit dem magnetischen Feldbild eines geradlinigen stromdurchflossenen Leiters (s. a. Teil 1, Bild 1) überein.

Befindet sich in einem derartigen zeitlich veränderlichen Magnetfeld der Sendeantenne z. B. eine Rahmenspule *(Rahmenantenne)*, so wird nach dem Induktionsgesetz in die Wicklung eine Spannung induziert. Voraussetzung dafür ist allerdings, daß die Windungen die Feldlinien „umfassen" (Bild 72a). Bei einer Drehung der Rahmenebene um ihren Mittelpunkt (Winkel α) sinkt die Spannung, da der Anteil der senkrecht durch die Rahmenfläche tretenden Feldlinien geringer wird (Bild 72b). Im Extremfall $\alpha = 90°$ werden keine Feldlinien „umfaßt", also wird auch keine Spannung induziert (Bild 72c). Entsprechend erreicht bei $\alpha = 180°$ die Spannung wieder ihr Maximum. Trägt man die Spannung in Abhängigkeit vom Lagewinkel α auf, dann erhält man das sogenannte *Richtdiagramm* der Rahmenantenne (Bild 73). Man erkennt, daß 2 maximale und 2 minimale Spannungswerte auftreten.

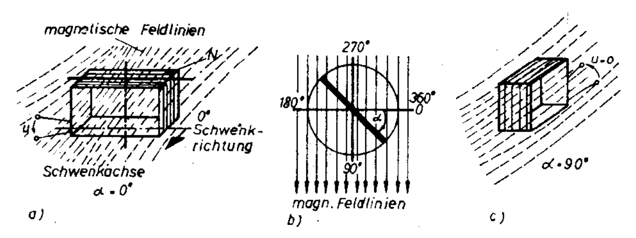


Bild 72 Wirkungsweise einer Rahmenantenne; a — maximale Antennenspannung, b — Drehschema, c — minimale Antennenspannung

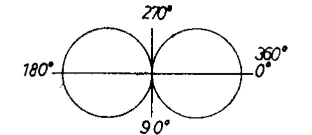


Bild 73
Antennenrichtdiagramm

Diese Eigenschaft wird z. B. zur Peilung eines Senders ausgenutzt. Zur eindeutigen Richtungsbestimmung sind 2 Empfänger, deren Entfernung untereinander bekannt ist, erforderlich. Eine andere Variante wird beim Fuchsjagdempfänger ausgenutzt. Man arbeitet mit 2 Antennen, einer Rahmen- und einer sogenannten Hilfs- (Vertikal-) Antenne. Die Hilfsantenne nimmt die elektrische Sendekomponente auf. Die Spannungen beider Antennen werden komponentenhaft überlagert, und man erhält auf diese Weise eine eindeutige Richtcharakteristik.
Die Funktion einer *Ferritantenne* kann unmittelbar mit der einer Rahmenantenne verglichen werden. Wie bereits mehrfach erwähnt, bewirkt das Ferritmaterial eine Feldlinienkonzentration durch seinen gegenüber Luft wesentlich geringeren magnetischen Widerstand. Die bei der Rahmenantenne erforderliche relativ große Fläche zur „Umfassung" einer genügend großen Anzahl von magnetischen Feldlinien kann deshalb durch die bedeutend kleinere Querschnittsfläche des Ferritstabs ersetzt werden (s. Bild 74). Eine Reduzierung der Antennenabmessungen gegenüber der Rahmenantenne ist also möglich. Es gilt das gleiche Richtdiagramm wie in Bild 73.
Man erkennt, daß die Ferritantenne (analog den zylinderförmigen Kernen, Abschn. 3.4.) Bestandteil eines stark gescherten magnetischen Kreises ist. Primär wird durch die Feldlinien im Ferritstab eine Induktion erzeugt, die sekundär in der Stabwicklung eine Spannung induziert. Im Empfängereingangskreis wirkt die Ferritantenne als Induktivität L mit der Güte Q. Q bestimmt dabei die Bandbreite des Eingangskreises, L in Verbindung mit den Vorkreiskapazitäten die Resonanzfrequenz. Für den elektrischen Einsatz gelten grundsätzlich die Bedingungen wie bei zylinderförmigen Kernen

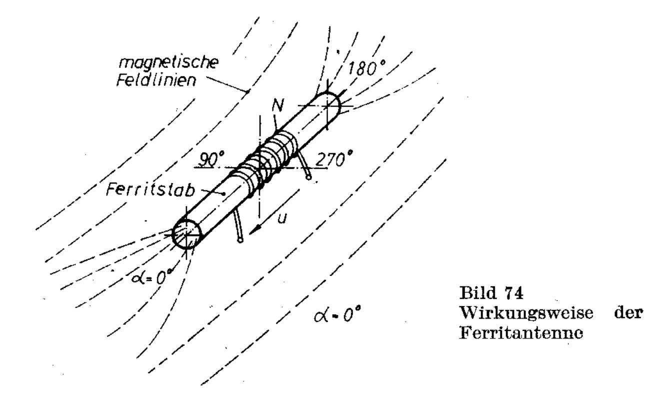


Bild 74
Wirkungsweise der Ferritantenne

(Aussteuerung, Einsatzfrequenz, μ_W, Q, Abhängigkeit von der Umgebung usw.). Während man bei zylinderförmigen Kernen den beim Durchschieben des Kernes durch die Spule maximal erreichbaren μ_W-Wert angibt, wird beim Antennenstab (Länge des Antennenstabs ist meist wesentlich größer als die Länge der darauf befindlichen Spule) die Funktion μ_W (bzw. Q) in Abhängigkeit von einer festgelegten Stablängskoordinate angegeben. Auch diese Funktionen treffen nur für die entsprechende Meßspule und Meßfrequenz zu. Beim praktischen Schaltungsaufbau sollte man nach Auswahl des Werkstoffs (Einsatzfrequenz) und der Stababmessungen (meist durch Gerätekonstruktion vorgegeben) die experimentelle Dimensionierung bevorzugen. Das optimale Verhältnis von Eingangsspannung und Bandbreite wird durch Variation der Faktoren Spulenaufbau, Wicklungsdraht, Windungen und Spulenlage längs des Ferritstabs sowie Umgebung ermittelt. Für einen ersten groben Aufbau kann die Stabinduktivität über Gl. (33) mit $\mu_W \approx 10$ als Richtwert berechnet werden. Zur Ermittlung der Leerinduktivität L_0 können Gl. (103) bis Gl. (106) dienen. Großes μ_W bedeutet größere Eingangsempfindlichkeit, geringere Windungszahlen und damit geringere Spulenverluste. Die induzierte Eingangsspannung wird im Resonanzfall, um den Faktor Q (Güte) erhöht, an der Eingangsstufe wirksam.

Für die Qualitätsbeurteilung von Ferritstäben benutzt man daher auch vielfach das Produkt $\mu_W \cdot Q$.
Für eine Ferritantenne wird vorrangig ein einzelner Ferritstab eingesetzt. Aus der Literatur sind auch Ferritstabanordnungen (z.B. Bündelung mehrerer Stäbe mit gemeinsamer Wicklung, mehrere Stäbe mit je einer Wicklung eng aneinandergeordnet, Wicklungen in Reihe oder parallelgeschaltet, Aneinanderreihung mehrerer Stäbe mit unterschiedlichem Durchmesser o. ä.) bekannt. Ob solche Anordnungen μ_W bzw. Q für den entsprechenden Anwendungsfall günstig beeinflussen, kann nur der Versuch entscheiden. Dem Amateur bietet sich dabei ein breites Experimentierfeld.
Industrielles Hauptanwendungsgebiet für Ferritantennen ist der LW-, MW- und KW-Bereich. Vereinzelt sind auch Anwendungen im UKW-Gebiet (bis etwa 100 MHz) zu finden, wobei meist speziell zugeschnittene Ferritwerkstoffe und spezielle Stabanordnungen verwendet werden. Die Problematik in diesem Frequenzbereich geht aus folgender Betrachtungsweise hervor: Gemäß Teil 1, Abschnitt 2.3., stellt das Produkt aus Anfangspermeabilität und oberer Grenzfrequenz des Ferritwerkstoffs nahezu eine Konstante dar (Faustformel). Bei höheren Frequenzen hat man also mit einem kleineren μ_i zu rechnen. Zwischen μ_i und μ_W besteht in gewissen Grenzen Proportionalität. Gleiche Stababmessungen vorausgesetzt, existiert bei kleinem μ_i auch ein kleines μ_W, und es ist damit eine geringere Eingangsempfindlichkeit zu erwarten. Hinzu kommt die im UKW-Gebiet erforderliche, relativ große Bandbreite, die durch eine geringe Güte realisiert werden muß. Der Vorteil der UKW-Ferritantenne besteht neben dem direkt möglichen Einbau im Gerät in der Richtungsunabhängigkeit bei Empfang von Horizontal-UKW-Sendern (senkrechte Anordnung des Ferritstabs). Allerdings sind z. B. Teleskopantennen in ihren Parametern meist günstiger bzw. gleichwertig.

3.5.1. Abmessungen, Werkstoffe und Bezeichnung

Antennenstäbe werden in runder und in flacher Ausführung hergestellt. Die runde Ausführung ist in TGL 64-2010 stan-

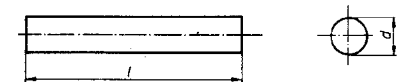


Bild 75 Antennenstab, runde Ausführung

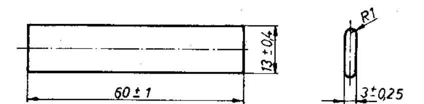


Bild 76 Antennenstab, flache Ausführung

dardisiert. Tabelle 35 enthält die zu Bild 75 gehörenden Abmessungen. Die Abmessungen der flachen Ausführung sind aus Bild 76 ersichtlich. Als Werkstoffe werden Mf 340 und Mf 360 verwendet.

Tabelle 35 Abmessungen von runden Antennenstäben nach TGL 64-2010

d in mm (± 0,3)	l in mm (± 0,5)	zul. Durchbiegung über die Länge l in mm
8	63	0,6
	100	1,2
	125	1,5
	160	1,9
10	145	1,8
	160	1,9
	200	2,4
	240+)	2,4

+) Nicht standardisierter Typ

Die Bezeichnung eines runden Antennenstabes enthält den Durchmesser d, die Länge l, die TGL-Nummer und den Werkstoff.

Beispiel Antennenstab 10 × 200, TGL 64-2010 Mf 360

Zur äußeren Werkstoffunterscheidung wird bei Antennen-

stäben oft eine Farbkennzeichnung verwendet. Sie kann Tabelle 36 entnommen werden. In dieser Tabelle sind auch Hinweise über industrielle Einsatzfrequenz und Anwendungsgebiet enthalten. Zusätzlich aufgenommen wurden die nicht mehr gefertigten Werkstoffe Mf 240 und Mf 250, welche durch Mf 340 (für Mf 240) und Mf 360 (für Mf 250) zu ersetzen sind.

Tabelle 36 Farbkennzeichnung der Werkstoffe für Antennenstäbe, obere Einsatzfrequenz und Hauptanwendungsgebiet

Werkstoff	Farbkennzeichnung	obere Einsatzfrequenz in MHz	Hauptanwendungsgebiet
Mf 240+	rot gelb	10	KW, MW
Mf 250+	rot grün	2	MW, LW
Mf 340	orange gelb	10	KW, MW
Mf 360	orange blau	2	MW, LW

+ Werden nicht mehr gefertigt.

Bild 77 bis Bild 79 enthalten die Richtwerte von μ_W und Q für runde Antennenstäbe. Bild 77 zeigt μ_W in Abhängigkeit von der Stablänge, Bild 78 μ_W und Q in Abhängigkeit von der Lage der Meßspule auf dem Stab und Bild 79 Q in Abhängigkeit von der Frequenz. Bei der Ermittlung der Kurven

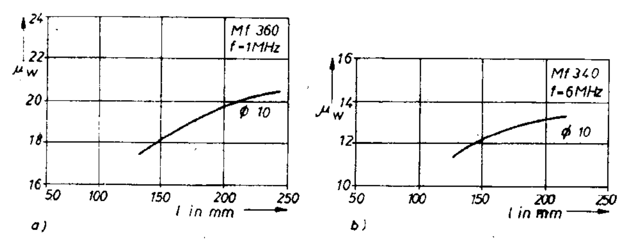


Bild 77 Wirksame Permeabilität μ_W in Abhängigkeit von der Stablänge l; a — Mf 360, Meßfrequenz 1 MHz, b — Mf 340, Meßfrequenz 6 MHz

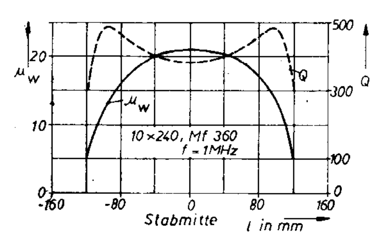


Bild 78 Wirksame Permeabilität μ_W und Güte Q in Abhängigkeit von der Meßspulenlage l bezogen auf die Stabmitte

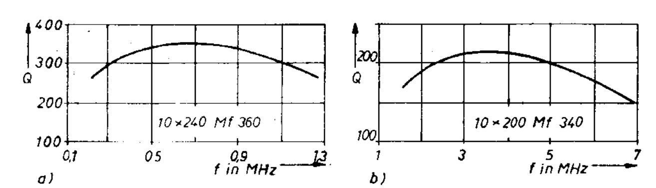


Bild 79 Güte Q in Abhängigkeit von der Frequenz; a — Antennenstab 10 × 240, Mf 360, b — Antennenstab 10 × 200, Mf 340

Bild 77 und Bild 79 befindet sich die Meßspule jeweils in Stabmitte. Die Daten der benutzten Meßspulen sind in Tabelle 37 zusammengestellt. Einige Hersteller bieten als Antennenstab-Werkstoff mit $\mu_i = 100$ auch Ferrite mit Perminvar-Charakteristik an, ohne diese Eigenschaft direkt anzugeben. Man kann damit etwas höhere Gütewerte erzielen. Über das Stabilitätsverhalten derartiger Ferrite wurde bereits in Abschnitt 3.4. berichtet. Zu beachten ist zusätzlich, daß die kritische Feldstärke für das Einsetzen irreversibler μ_i- und Q-Änderungen bei diesem Werkstoff nur bei etwa 3 A/cm liegt. Die bei der Montage eines Empfängers unter Umständen vorkommende Berührung des Antennenstabs mit dem Dauermagnetsystem des Lautsprechers ruft deshalb bereits derartige Änderungen hervor.

Im Mittel- und Langwellenbereich findet man manchmal auch Antennenstäbe aus Mn-Zn-Ferrit mit μ_i zwischen 400 und 700. Da der spezifische Gleichstromwiderstand bei Mn-Zn-Ferriten

Tabelle 37 Meßspulen für runde Antennenstäbe

HF-Litze TGL 5035	Windungen einlagig	Polystyrol-Spulenkörper		Leer-induktivität	Leergüte		Ferritstab
	N	d_a in mm	d_i in mm	L_0 in μH	Q_0	f in MHz	d in mm
20 × 0,05 Kc	60	10,5	8,6	14,8	110	1,5	8
20 × 0,05 Kc	60	12,5	10,6	20,0	125	1,5	10
1,2 CuAg	12	12,5	10,6	0,9	120	6	10

um 3 bis 4 Größenordnungen geringer ist als bei Ni-Zn-Ferriten (10^2 bis 10^3 Ωcm gegenüber 10^5 bis 10^7 Ωcm), wird der Wirbelstromanteil der Verluste größer. Um trotzdem eine hohe Güte zu erzielen, werden ähnlich wie beispielsweise bei der Lamellierung von Transformatorkernen die Stäbe mit durchgehenden Längsschlitzen versehen („gefiederte" Antennenstäbe). Dieses Verfahren verteuert die Herstellung und vergrößert die Bruchgefahr, so daß derartige Stäbe nur selten verwendet werden.

3.5.2. Schaltungsbeispiele

Bild 80 zeigt einen einfachen *Audionempfänger* mit NF-Verstärker nach [22]. Die Transistorbestückung ist relativ unkritisch (z. B. T1 = GF 100, T2, T3 = GC 100, T4 = GC 116). Als Ferritantenne wird ein Antennenstab 8 × 100 TGL 64-2010 Mf 360 benutzt. Wicklungsdaten: L1 = 10 Wdg., L2 = 80 Wdg. und L3 = 10 Wdg., HFL 20 × 0,07. Die Wicklungen werden nebeneinander angeordnet; L1 soll zur optimalen Einstellung der Rückkopplung zunächst verschiebbar sein. In Bild 81 ist die Eingangsstufe eines *Einkreisers* für die Bereiche K-M-L nach [23] dargestellt. Die KW-Spule besteht aus 14 Wdg. (1-mm-Cu-Draht, versilbert, Anzapfung bei 3. Wdg.), die dazugehörige Rückkopplungsspule aus 7 Wdg. Sie ist

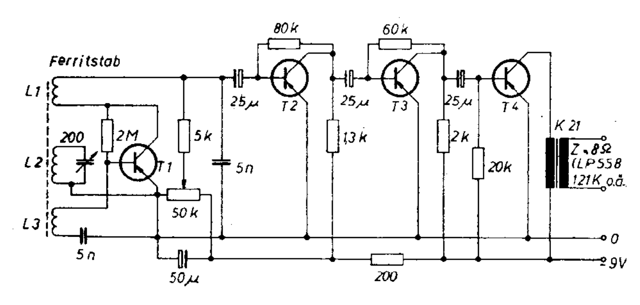
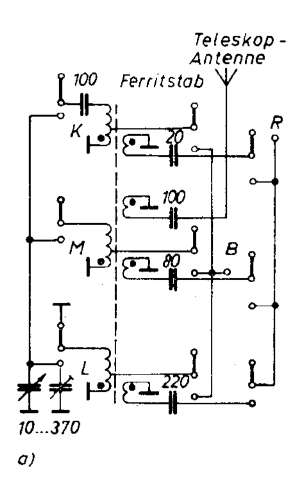


Bild 80 Audionempfänger mit NF-Verstärker



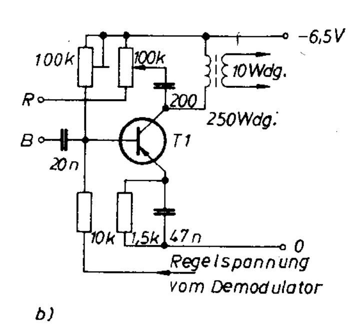


Bild 81 Eingangsstufe eines Einkreisers für K-, M- und L-Bereich; a — Zusammenschaltung der Wellenbereiche, b — Stromlaufplan der Eingangsstufe

(Masseanschluß nach innen) an einem Ende des Ferritstabs angebracht. Die MW-Spule wird in Stabmitte angeordnet (70 Wdg. HFL, Anzapfung bei 7. Wdg., Rückkopplungsspule 15 Wdg.). Für den LW-Bereich wurde eine „Stern-IV"-Originalspule verwendet, die sich am anderen Ende des Ferritstabs befindet (Rückkopplungsspule etwa 50 Wdg.). Der Anschluß einer Teleskopantenne kann über eine Ankopplungsspule (9 Wdg., 1-mm-CuL) erfolgen. Für T1 wird ein GF 130

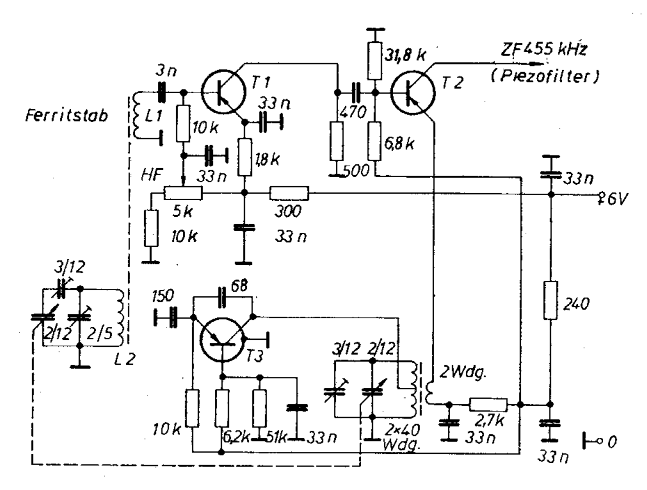


Bild 82 Vor-, Misch- und Oszillatorstufe eines 80-m-Supers

o. ä. benötigt. Als Ferritstab findet 10 × 200 TGL 64-2010 Mf 340 Verwendung.

Nach [24] zeigt Bild 82 Vor-, Oszillator- und Mischstufe eines *80-m-Supers* (3,49 MHz ... 3,81 MHz). Für T1, T2 wird je ein GF 122, für T3 ein GF 120 eingesetzt. Die Ferritantenne be-

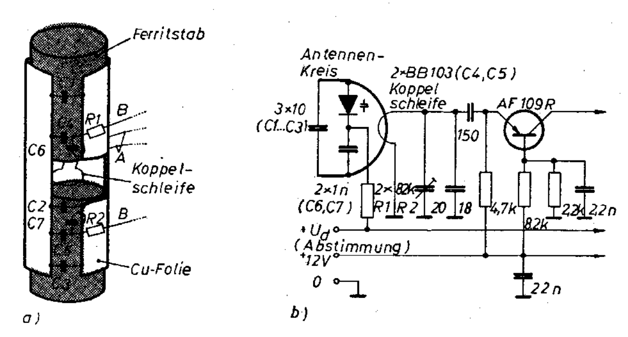


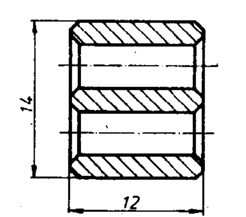
Bild 83 Eingangsstufe eines UKW-Empfängers mit Ferritantenne; a — Ferritstabanordnung, b — Stromlaufplan der Eingangsstufe

steht aus einem Antennenstab 10 × 200 TGL 64-2010 Mf 340 mit L1 = 7 Wdg., L2 = 36 Wdg., 1-mm-CuL.
Die Spulen sind in Stabmitte nebeneinander angeordnet.
Abschließend ein Beispiel für den Einsatz einer *UKW-Ferritantenne* nach [25]. Bild 83a zeigt die Stabanordnung. Sie wird im Gerät an den Stellen A, B (Koppelschleife, Spannungszuführung für Kapazitätsdioden) senkrecht befestigt. Der Ferritstab hat eine Länge von 180 mm und einen Durchmesser von 18 mm. Zur Aufnahme einer Koppelschleife (Durchmesser etwa 6 mm) wurde der Stab in der Mitte geteilt. Als Ferritwerkstoff findet ein speziell entwickelter Ni-Zn-Co-Ferrit Verwendung (μ_i = 25 bis 30 bei 100 MHz, Ersatz etwa durch Mf 321 nach Tab. 10). Die Antennenkreisspule besteht aus einer um den Stab gelegten isolierten Kupferfolie (Länge etwa 140 mm) und entspricht einer Windung. Zur Vermeidung von Streuinduktivitäten wurde die Abstimmkapazität in 5 Einzelkapazitäten (3 Keramikfestkondensatoren und 2 Kapazitätsdioden) aufgeteilt. Diese Bauelemente sind — zusammen mit Abblockkondensatoren C6, C7 und Vorwiderständen R1, R2 für die Kapazitätsdioden — über die Länge der Wicklung verteilt angeordnet. Bild 83b enthält den Stromlaufplan des Eingangskreises. Bei einem Frequenzbereich von 87 MHz ... 104 MHz wurden gleiche Empfangsergebnisse wie mit einer Teleskopantenne erzielt.

3.6. Mehrlochkerne

3.6.1. Doppellochkerne

Doppellochkerne nach Bild 84 werden vorzugsweise zur Herstellung von breitbandigen Impedanzwandlern (VHF- und UHF-Bereich) eingesetzt. Die sehr oft vorkommende Transformation von 60 Ω asymmetrisch in 240 Ω symmetrisch oder umgekehrt kann unter Verwendung solcher Kerne durchgeführt werden. Als Werkstoff findet Mf 340 (f ≈ 40 MHz bis 250 MHz) Verwendung. Die in Bild 84 angegebene Bauform ist bei allen Ferritherstellern üblich.



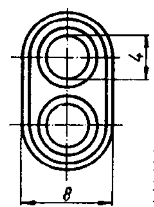


Bild 84
Doppellochkern für Impedanzwandler

Die Wirkungsweise des Doppellochkerns bei der Impedanzwandlung kann man sich vereinfacht etwa so vorstellen: Bekanntlich wirkt eine offene $\lambda/4$-Leitung (λ = Wellenlänge) mit ihrem Wellenwiderstand Z wie ein Impedanztransformator. Die erforderliche Größe von Z hängt dabei von dem zu transformierenden Impedanzverhältnis ab (Eingangsimpedanz Z_E, Ausgangsimpedanz Z_A) und kann nach Gl. (107) berechnet werden:

$$Z = \sqrt{Z_E \cdot Z_A}\,. \qquad (107)$$

Für $Z_E = 60\,\Omega$, $Z_A = 240\,\Omega$ benötigt man somit eine Leitungsimpedanz $Z = 120\,\Omega$. Zur Transformation symmetrischer in asymmetrische Impedanzen (oder umgekehrt) wird häufig die Zusammenschaltung nach Bild 85 (Balun-Übertrager) benutzt. Zwei $\lambda/4$-Leitungsstücke werden an einem Ende in Reihe, am anderen Ende parallelgeschaltet. Damit ergibt sich das Verhältnis 2 Z symmetrisch, Z/2 unsymmetrisch. Eine solche Anordnung ist jedoch sehr schmalbandig. Breitbandigkeit kann man erzielen, wenn beispielsweise die Leitungsstücke bifilar als Spulen gewickelt werden. Die Länge der Leitungsstücke von $\lambda/4$ ist dabei relativ unkritisch. Abweichungen von $1/10\ \lambda$ bzw. $3/8\ \lambda$ sind zulässig.

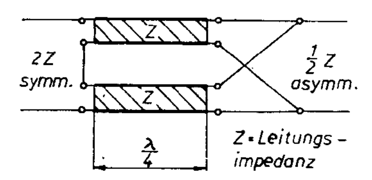


Bild 85
Balun-Übertrager

Eine Reduzierung der Leitungslänge wird möglich, indem man die $\lambda/4$-Kreise durch eine zusätzliche Induktivität elektrisch verkürzt. Diese Funktion übernimmt z. B. das Ferritmaterial des Doppellochkerns mit seiner gegenüber Luft großen Permeabilität μ_i. Ausgenutzt wird in diesem Fall der mit zunehmender Frequenz abfallende Teil des Verlaufs μ_i (f), so daß bei niedriger Frequenz eine größere und bei höherer Frequenz eine geringere Permeabilität (und damit entsprechendes Induktivitätsverhalten) auftritt. Da außerdem die Güte des Ferritmaterials relativ niedrig ist, erhält man einen sehr breitbandigen Übertrager.
Der Ferrit bringt außer dieser Verkleinerung des gesamten Bauelements noch den Vorteil, den Übertrager gegenüber äußeren Streufeldern gut abzuschirmen. Nur der für die Funktion erwünschte Magnetfluß verläuft scherungsfrei und damit mit geringerem magnetischenm Widerstand durch das Material. Äußere Streufelder können kaum in den Ferrit eindringen. Bild 86 zeigt eine mögliche Bewicklung mit 2 × 3 Wdg., 120-Ω-Kabel, für 60-Ω-/240-Ω-Transformation. Die Zusammenschaltung entspricht Bild 85.

3.6.2. Entstördrosselkerne

Bereits in Abschnitt 3.2. wurde erwähnt, daß ein Ferritring zu Drosselzwecken eingesetzt werden kann. Dabei wird der

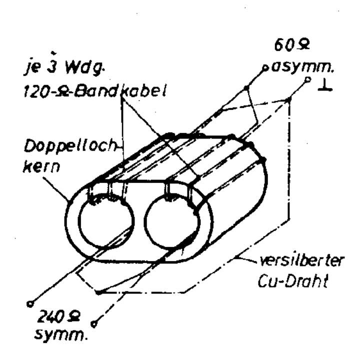


Bild 86
Bewickelter Doppellochkern für 240-Ω-/60-Ω-Transformation

Spannungsabfall am komplexen Widerstand $\mathfrak{Z} = R + j\omega L$ ausgenutzt. Bedingt durch den frequenzabhängigen Wirbelstromanteil der Verluste steigt neben dem Blindwiderstand $\omega \cdot L$ auch der Wirkwiderstand R mit der Frequenz. Man erzielt auf diese Weise eine große Impedanzerhöhung bei höheren Frequenzen, während bei niedrigen Frequenzen die Impedanz vernachlässigbar klein ist. Verwendet werden derartige Ferritdrosselkerne zur Vermeidung unerwünschter Kopplungen in HF-Geräten, zur Funkentstörung von Kleinmotoren u. a.

Es gibt verschiedene Bauformen. Allen ist gemeinsam, daß ein mehr oder weniger langes Stück der zu verdrosselnden elektrischen Leitung von einem geschlossenen magnetischen Kreis umgeben ist. Im einfachsten Fall kann dies durch einen Zylinderkern mit Bohrung geschehen (s. Abschn. 3.4.). Es ist auch möglich, mehrere derartige zylindrische Kerne hintereinander auf einen Leiter „aufzufädeln" und damit die Dämpfungswirkung zu erhöhen (Dämpfungsperlen). — Neben diesen einfachen Kernen sind zylindrische Kerne mit 2, 4 oder 6 axialen Bohrungen gebräuchlich (s. z. B. Bild 87a). Man kann solche Kerne mit mehreren Windungen armieren (Bild 87b) und dadurch bedeutend höhere Dämpfungswerte erzielen. Als Ferritwerkstoff wird für Einsatzfälle bis 250 MHz Mf 183 (früher Mf 150) bzw. bis etwa 900 MHz Mf 360 (früher Mf 250) benutzt. Zu beachten ist, daß beide Werkstoffe weit oberhalb ihres sonst üblichen Anwendungsfrequenzbereichs betrieben werden. Das wird verständlich, wenn man bedenkt, daß man in diesem Fall keinen Wert auf eine hohe Güte legt, sondern auf einen möglichst großen Verlustanteil. Der mit steigender Frequenz immer stärker werdende Abfall der Anfangspermea-

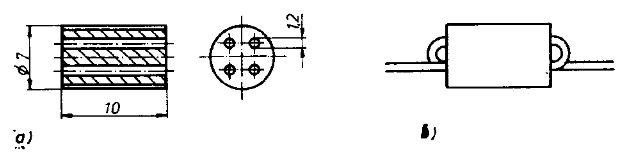
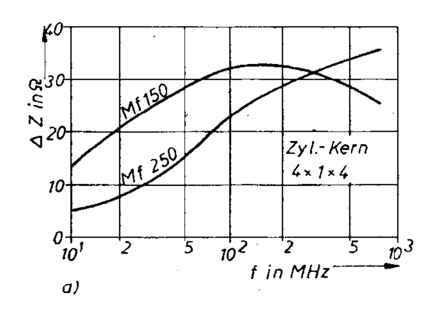


Bild 87 Vierlochkern für Dämpfungszwecke; a — Abmessungen, b — Armierungsvorschlag



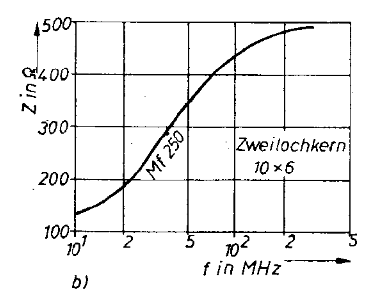


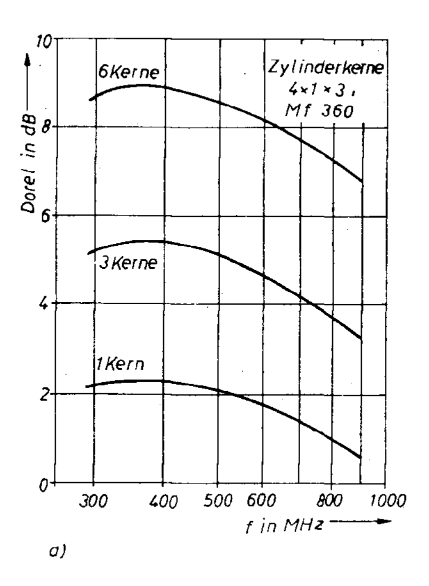
Bild 88
Impedanzerhöhung eines Leiters; a — durch Zylinderkern 4 × 1 × 4, b — durch Zweilochkern 10 × 6

bilität μ_i — und damit der Induktivität L — bildet die obere Begrenzung des Anwendungsfrequenzbereichs.

Einige Beispiele sollen Wirkungsweise und Anwendungsmöglichkeiten verdeutlichen.

Bild 88a zeigt die Impedanzerhöhung eines Drahtes durch Aufstecken eines Ferrithohlzylinders in Abhängigkeit von der Frequenz. Im Vergleich dazu ist die Impedanz eines Zweilochdrosselkerns (1,5 Wdg., entsprechend Bild 87b) mehr als 10mal höher (Bild 88b).

Bild 89a und Bild 89b zeigen die relative Dämpfung D_{orel} von Zylinderkernen mit Bohrung und von Zweilochdrosselkernen beim Aufstecken auf einen Leiter. Aus Bild 89a geht hervor, daß durch Aufstecken mehrerer Dämpfungsperlen zwar keine völlig additive Vergrößerung, wohl aber eine beträchtliche Erhöhung der Dämpfung erzielt werden kann.



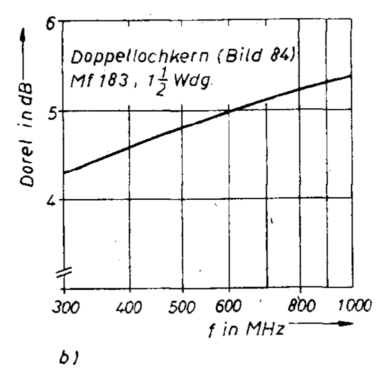


Bild 89
Relative Dämpfung D_{orel}; a — durch Zylinderkerne 4 × 1 × 3, b — durch Doppellochkern gemäß Bild 84

3.7. Jochringkerne

Jochringkerne benutzt man in den Ablenksystemen der Fernsehbildröhren zur Magnetfeldkonzentration der Horizontal-

und Vertikalablenkspulen. Ihre Bauformen werden im wesentlichen durch den Öffnungswinkel des Systems und konstruktive Besonderheiten der Ablenkspuleneinheit bestimmt.
Für Schwarz-Weiß-Fernsehen gibt es Ausführungen mit Öffnungswinkel 70°, 90°, 110° und 114°. Bild 90a und Bild 90b zeigen die grundsätzlichen Typen für 90° bzw. 110°. Abweichungen von diesen Grundtypen, beispielsweise in einzelnen Abmessungen, in der Gesamtkontur, in Art und Lage der Befestigungsnuten usw., kommen vor. Spezielle kleine Bauformen sind für Kofferempfänger erforderlich. Bild 90c zeigt einen Kern für 0°-Ablenkung. Farbbildröhren bedingen größere Jochringkerne. Gebräuchlich sind 90°- und 110°-Ablenkwinkel. Bild 90d zeigt einen Kern für ein 90°-Ablenksystem. Sondertypen für spezielle Dünnhalsbildröhren werden die angegebenen Grundtypen erweitern. Neben den Befestigungsnuten haben die Kerne an 2 gegenüberliegenden Seiten je 1 Sprengnut, an der sie durch Schlag in 2 Hälften getrennt werden können. Die Hälften werden dann paarweise geliefert und nach der Montage der Spulen wieder zusammengesetzt. Der dadurch entstehende Luftspalt ist gering. Für die meisten Spulenanordnungen stört er ohnehin nicht, da die magnetischen Feldlinien den Kern nicht azimutal durchsetzen (Sattelspulen). Als Werkstoff verwendet man einen mittelpermeablen Mn-Zn-Ferrit, beim Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf beispielsweise Mf 150. Solche Werkstoffe weisen einen vergleichsweise geringen elektrischen Widerstand auf (Größenordnung 10^2 bis $10^3\,\Omega$cm), so daß bei beschädigter Lackierung des Drahtes die Gefahr von Windungskurzschlüssen über das Ferritmaterial besteht. Vielfach werden Jochringkerne deshalb zusätzlich lackiert. — Einige Hersteller bieten auch Werkstoffe auf der Basis von Ni- oder Mg-Ferrit an. Derartige Werkstoffe haben einen wesentlich größeren Widerstand, leider aber auch eine kleinere Permeabilität (μ_i etwa 500), so daß ein höherer Wicklungsaufwand erforderlich ist, um zu gleichen Induktivitäten zu kommen.
Zur elektrischen und magnetischen Charakterisierung ist es ausreichend, den A_L-Wert anzugeben. Die häufig verwendeten *Sattelspulen* sind stark geschert, die selten zur Anwendung

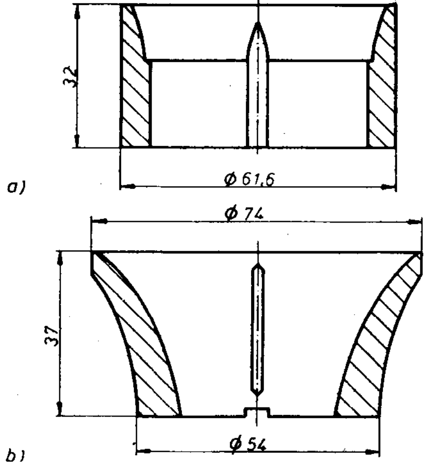


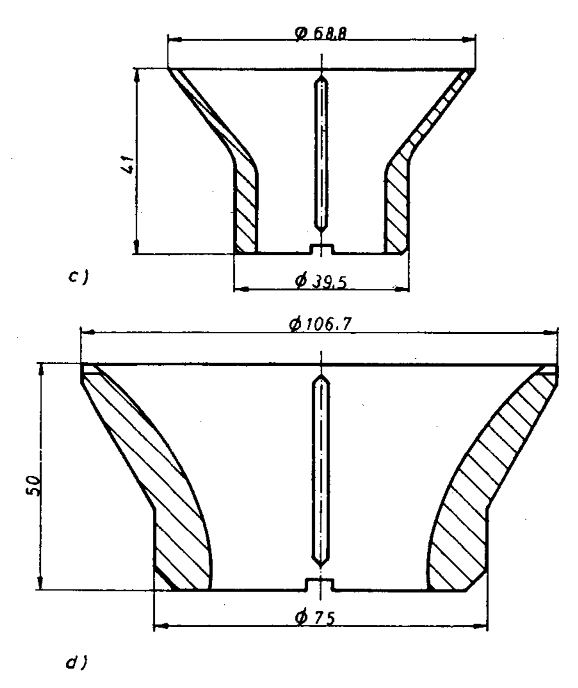
Bild 90 Jochringkerne; a — für Schwarz-Weiß-Fernsehen, 90°, b — für Schwarz-Weiß-Fernsehen, 110°, c — für Schwarz-Weiß-Fernsehen, 90°, Kofferempfänger, d — für Farbfernsehen, 90°

kommenden *Toroidalspulen* meist nur gering ausgesteuert. Im Kernmaterial ist deshalb die Induktion gering, so daß die auftretenden Verluste belanglos sind. Auch die Temperatur- und Frequenzabhängigkeit des A_L-Wertes hat im Rahmen der meist erreichten Werte keinen Einfluß auf die Ablenkeigenschaften des montierten Systems. Von Bedeutung für die Toleranz der Bildbreite ist lediglich die Toleranz des A_L-Wertes. Ein Kern aus Mf 150 gemäß Bild 90d hat beispielsweise einen A_L-Wert von 3000 nH.

Da die Komplettierung von Ablenkeinheiten meist industriell und nur selten beim Amateur erfolgt, wurde in diesem Abschnitt auf Beispiele und spezielle Berechnungshinweise verzichtet.

3.8. U- und I-Kerne

U- und I-Kerne aus Ferritwerkstoffen werden vorzugsweise für Leistungsübertrager im kHz-Bereich verwendet (Horizon-



talendstufe bei Fernsehgeräten, Transverter usw.). Die Aussteuerung des Werkstoffs erfolgt dabei über die Grenzen des Rayleigh-Gebiets hinaus näherungsweise bis zum sogenannten Sättigungsknick, d. h. im steil ansteigenden Teil der Hysteresekurve (Bereich der irreversiblen Wandverschiebungen entsprechend Teil 1, Bild 20).

3.8.1. Begriffe bei höheren Aussteuerungen

Die Betrachtungsweise in den vorhergehenden Abschnitten (Schalenkerne, Ringkerne usw.) beschränkte sich, bedingt durch ihre Anwendung, auf den Betrieb bei kleinen Aussteuerungen. Das elektrische Ersatzschaltbild einer Spule mit Ferrit bestand aus der Induktivität L und (bei Vernachlässigung des Spulenverlustwiderstands R_0) dem Kernverlust-

widerstand R_K (s. a. Teil 1, Bild 10a). Der Zusammenhang zwischen elektrischen und magnetischen Größen wurde durch Gl. (43) bis Gl. (47) bzw. Gl. (22) beschrieben.

Bei großen Aussteuerungen wird nun infolge der nichtlinearen Hystereseeigenschaften des Ferritmaterials Strom- bzw. Spannungsverlauf verzerrt. Gl. (22) verliert ihre Gültigkeit. Die *Induktivität L* wird zu einer stark aussteuerungsabhängigen Kenngröße. Nur bei quantitativ bekanntem B(H)-Verlauf wäre es möglich, jedem Punkt der Hystereseschleife einen Permeabilitätswert, beispielsweise nach Gl. (30), und damit einen unterschiedlichen L-Wert zuzuordnen.

Man begnügt sich gewöhnlich damit, die Koordinaten $\hat{B}$ und $\hat{H}$ des Maximalwerts der Aussteuerung (Punkte der Kommutierungskurve gemäß Bild 12b) zur Charakterisierung des Werkstoffs heranzuziehen. Die durch den Quotienten von $\hat{B}$ und $\hat{H}$ definierte Permeabilität wird nach Gl. (29) als *Amplitudenpermeabilität* μ_a bezeichnet.

Bei Aussteuerung mit Vormagnetisierung (zum Koordinatenursprung unsymmetrische Teilhystereseschleife) dient die *Überlagerungspermeabilität* μ_Δ nach Gl. (31) zur Charakterisierung. Dabei wird, den Anwendungsbedingungen angepaßt, μ_Δ vielfach für Kerne mit einem bestimmten Luftspalt angegeben.

Auch für den *Verlustwiderstand* R_K werden durch die Überschreitung der Grenzen des Rayleigh-Gebiets die Verhältnisse komplizierter. Eine Verlustaufteilung nach Gl. (44) bis Gl. (47) ist nicht mehr sinnvoll, da die durch diese Gleichungen definierten Koeffizienten der einzelnen Verlustanteile keine Konstanten mehr sind. Man beschränkt sich deshalb darauf, die Gesamtverluste, ausgedrückt durch die auf das effektive Ferritvolumen V_e bezogene Wirkleistung P_V, anzugeben. Dieser P_V-Wert trifft nur zu für den entsprechenden Aussteuerungs-, Frequenz- und Temperaturwert. Eine Extrapolation auf andere Bedingungen — wie bei R_K durch Verwendung von Gl. (44) bis Gl. (47) — ist nicht möglich.

Die folgenden Gleichungen sollen dazu dienen, Zusammenhänge zu den bisherigen Beziehungen herzustellen.

Der Augenblickswert der Leistung p ist gleich dem Produkt aus Augenblickswert des Spannungsabfalls u und Augenblickswert des Stromes i:

$$p = u \cdot i \,. \tag{108}$$

Für u findet man über die Gl. (15) und (20):

$$u = N \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} \,. \tag{109}$$

Der Strom i beträgt nach Gl. (21):

$$i = \frac{l_e}{N} \cdot H \,.$$

Die Wirkleistung P stellt den Mittelwert der Augenblicksleistung über eine Periode T ($T = f^{-1}$) dar:

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T p dt \,. \tag{110}$$

Unter Verwendung der Gl. (21), Gl. (108) und Gl. (109) erhält man:

$$P = f \cdot V_e \cdot \int H dB \;; \tag{111}$$

P in W.

Dabei ist V_e das mittlere magnetische Volumen des Ferrits; es ist eine der von der Bauform abhängigen Formkonstanten:

$$V_e = \frac{\left(\sum \frac{l_i}{A_i}\right)^3}{\left(\sum \frac{l_i}{A_i^2}\right)^2} \;; \tag{112}$$

V_e in cm^3.

Für die Praxis ist meist die durch Gl. (113) ausgedrückte Näherung ausreichend:

$$V_e = A_e \cdot l_e \,. \tag{113}$$

Der Integralausdruck in Gl. (111) stellt mathematisch die von der Hysteresekurve B(H) umschlossene Fläche dar. Eine große B(H)-Fläche ist demzufolge gleichbedeutend mit großen Kernverlusten. (Die Kernverluste bei Leistungsübertragern be-

zeichnet man in Anlehnung an die Begriffe bei Metall-Trafo-Kernen oft auch als Hystereseverluste. Der auf diese Weise eingeführte Begriff *Hystereseverluste* ist mit dem aus der Verlustauftrennung, Gl. (47), definierten Begriff nicht identisch.)
Bei der Betrachtung der Frequenzabhängigkeit von P muß man sich vergegenwärtigen, daß auch $\int$ HdB von der Frequenz abhängt. Mit steigender Frequenz wird die Hysteresefläche B(H) durch Wirbelströme im Kernmaterial größer, die Hystereseschleife entartet zunehmend zu einer breiten Ellipse. Dadurch ist P stärker als linear frequenzabhängig.
Die Verlustleistung P wird im Kernmaterial in Joulesche Wärme umgewandelt. Da auf diese Weise die Kerntemperatur steigt, strebt man für Leistungs-Ferritwerkstoffe einen negativen Temperaturkoeffizienten von P an. Damit sinkt bei höheren Temperaturen die Verlustleistung, und man kann eine obere Begrenzung der Kerntemperatur erreichen.
Um sich von der konkreten Kernform zu lösen und einen werkstoffgebundenen Verlust angeben zu können, bezieht man P auf das Volumen:

$$P_V = \frac{P}{V_e}; \tag{114}$$

$$P_V \text{ in } \frac{W}{cm^3}.$$

P_V bildet allerdings keine ganz exakte Werkstoffkonstante. Der Grund dafür ist in Randzonen magnetisch gestörten Materials zu suchen, deren relativer Volumenanteil sich für die einzelnen Kerntypen etwas unterscheidet. Man gibt deshalb manchmal auch typengebunden die Verluste je U-Kern-Paar an.
Wenn man nochmals die Verhältnisse bei kleinen Aussteuerungen im Rayleigh-Gebiet betrachtet, erhält man bei sinusförmigem Strom- und Spannungsverlauf für die Wirkleistung den folgenden Ausdruck:

$$P = U \cdot I \cdot \cos \varphi = I^2 \cdot R_K; \tag{115}$$

U — Effektivwert der Spannung, I — Effektivwert des Stromes, φ — Phasenwinkel zwischen U und I.

Der Effektivwert der Spannung beträgt nach Gl. (109):

$$U = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \cdot N \cdot A_e \cdot f \cdot \widehat{B}, \tag{116}$$

der Effektivwert des Stromes nach Gl. (21):

$$I = \frac{l_e}{\sqrt{2} \cdot N} \cdot \widehat{H}. \tag{117}$$

Bei Kenntnis der Maximalwerte $\widehat{B}$ und $\widehat{H}$ des Kernmaterials kann damit die *Scheinleistung S* berechnet werden:

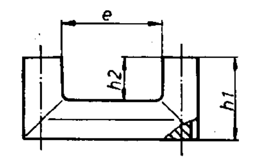
$$S = U \cdot I = \pi \cdot V_e \cdot f \cdot \widehat{B} \cdot \widehat{H}; \tag{118}$$

S in V · A.

Bei großen Aussteuerungen gilt wegen der auftretenden Nichtlinearitäten Gl. (118) nicht mehr streng. Experimentell zeigt sich jedoch, daß sie bei der Dimensionierung eines Leistungsübertragers zur Grobabschätzung der möglichen Scheinleistung (Typenleistung) benutzt werden kann. Die Festlegung der Windungszahl N erfolgt näherungsweise durch Vorgabe der Spannung U nach Gl. (116). Zur Festlegung der Primärleistung wird bekanntlich die Summe aus Eigenverlustleistung (P + Verluste des Wicklungsdrahts) und Sekundärleistung gebildet. Für Eisentrafos ist ein Aufschlag von 10 % auf die Sekundärleistung zur Berücksichtigung der Eigenverluste bei f = 50 Hz eine übliche Faustformel. Dieser Faktor kann für Leistungstrafos aus Ferrit im kHz-Bereich nicht mehr allgemein angegeben werden, da die Eigenverluste P relativ kompliziert aussteuerungs-, frequenz- und temperaturabhängig sind (z. B. bei f = 16 kHz, B = 0,2 T, Aufschlag für Eigenverluste etwa 30 %). Zu beachten ist weiterhin, daß bei diesen höheren Frequenzen die Wicklung das Trafoverhalten wesentlich beeinflussen kann. Man sollte daher nach einer Grobdimensionierung die optimalen Daten meßtechnisch ermitteln.

3.8.2. Geometrische Abmessungen, Formkonstanten

In den vergangenen Jahren hat sich bei U-Kernen allgemein die Form mit rundem Schenkelquerschnitt gemäß Bild 91





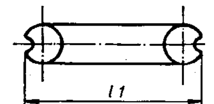


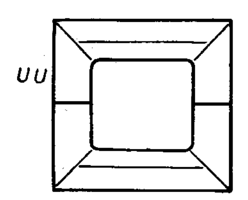
Bild 91
U-Kern nach TGL 0-68-41296

durchgesetzt. Diese Form ist in der DDR nach TGL 0-68-41296 standardisiert. Die an den Außenseiten der Schenkel befindliche Aussparung dient zum Anbringen einer Halterungsklammer, die die zu einem kompletten magnetischen Kreis gehörenden beiden U-Kerne bzw. den U- und I-Kern zusammenhält.
Die in Bild 91 angegebenen Hauptabmessungen sind in Tabelle 38 angegeben. Man sieht, daß als Nennmaß die Stegbreite l1 dient. Für l1 = 57 mm gibt es verschiedene Schenkelhöhen, die der Nenngröße nach einem Schrägstrich beigefügt werden. Den I-Kern kann man als den Spezialfall eines U-Kerns mit der Schenkelhöhe h2 = 0 mm auffassen. Dadurch wird für

Tabelle 38 Abmessungen von U- und I-Kernen nach TGL 0-68-41 296

Nenngröße	l1 in mm	h1 in mm	h2 in mm	e in mm
I 57+	57	12,6	0	—
U 57/16	57	16,2	3,0	27,8
U 57/28	57	28,6	15,6	27,8
U 57/44+	57	44,2	31,6	27,0
U 64	64	29,7	17,6	37,2
U 70	70	32,0	18,5	39,2

+ U 57/44 und I 57 zusammen haben die Bezeichnung U/I 57.



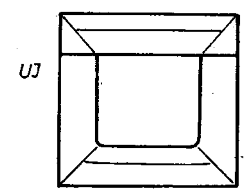


Bild 92 UU-Kern-Paar und UI-Kern-Paar

diesen Kerntyp die Angabe der Kenngröße e (des sogenannten Fenstermaßes) gegenstandslos.
Bild 92 zeigt die möglichen Kombinationen zu einem Satz aus 2 U-Kernen oder aus 1 U- und 1 I-Kern. Die letztgenannte Kombination erleichtert die Montage des Kernpaars, da auch bei aufgesteckten Spulen die Schliffflächen noch gut zugänglich und dadurch leicht sauberzuhalten sind. Von Nachteil ist bei dem in diesem Fall benötigten U-Kern mit sehr langen Schenkeln die durch die keramische Technologie bedingte stärkere Gefahr einer Spreizung der Schenkel (darunter versteht man eine Abweichung der Schenkel-Mittelachsen von ihrer im Idealfall parallelen Lage). Beim kompletten Satz führt dies dazu, daß U- und I-Kern nicht genau aufeinander passen. Damit wird an der Übergangsstelle die effektive magnetische Querschnittsfläche vermindert. Aus diesem Grund hat die Kombination UU-Kern trotz der etwas komplizierteren Montage weitere Verbreitung gefunden.
Eine Übersicht über die Formkonstanten der wichtigsten Kernpaare ist in Tabelle 39 gegeben. Man erkennt insbesondere, daß UI 57 und 2 × U 57/28 in bezug auf die Formkonstanten und damit auch bezüglich der magnetischen Eigenschaften praktisch gleichwertig sind.
Armaturen werden von den Ferritherstellern nicht angeboten; denn in Abhängigkeit von der elektrischen Gerätekonzeption ist die Vielfalt der verwendeten Spulen außerordentlich groß; auch erfolgt die Befestigung im Gerät in unterschiedlicher Weise.
Historisch gesehen haben sich U-Kerne aus Metallkernen entwickelt. Metallkerne, die zur Verkleinerung der Wirbel-

stromverluste aus einzelnen Kernblechen zusammengesetzt werden, haben bekanntlich einen rechteckigen Schenkelquerschnitt. Ursprünglich wurde diese Form auch auf Ferrite übernommen (s. z. B. TGL 4818). Bei der Herstellung von Ferriten konnte man auch auf runde Schenkelquerschnitte übergehen, die gegenüber rechteckigen Querschnitten geringere Streufeldanteile aufweisen. Für Neukonstruktionen werden deshalb rechteckige Formen nicht mehr verwendet.

Tabelle 39 Formkonstanten von UU- und UI-Kern-Paaren nach Katalog des Kombinats VEB Keramische Werke Hermsdorf

Kern-Paar	l_e in cm	A_e in cm^2	V_e in cm^3
UI 57	16,4	1,74	28,6
2×U 57/28	16,4	1,71	28,2
U 57/16 + U 57/28	14,0	1,73	24,3
2×U 64	18,6	1,39	25,8
2×U 70	20,0	1,78	35,6

Die Bezeichnung eines U-Kerns enthält die Angabe der Nenngröße nach Tabelle 38 und die TGL-Nummer.
Beispiel Kern U 57/28 TGL 0-68-41296
Die Werkstoffkennzeichnung muß zusätzlich erfolgen.

3.8.3. Werkstoffe für Leistungsferrite

Aus den Überlegungen in Abschnitt 3.8.1. wird deutlich, daß eine Anforderung an einen derartigen Werkstoff darin besteht, die Amplitudenpermeabilität über einen möglichst breiten Aussteuerungsbereich groß- und nahezu konstantzuhalten. Weiterhin muß die von der Hystereseschleife umschlossene Fläche zum Erzielen kleiner Verluste möglichst klein sein. Die Verluste sollen mit steigender Temperatur abnehmen. Alle diese Eigenschaften gleichzeitig lassen sich nur bei Verwendung von Mangan-Zink-Ferriten erzielen.

Tabelle 40 Vergleichbare U-Kern-Werkstoffe einiger Hersteller

Firma	Land	Werkstoff			
SFL	UdSSR		2000 HM	3000 HMC	
Kombinat VEB KWH	DDR	M 164+	M 184	M 194	M 196
Polfer	VRP		F 803	F 806	
Pramet	ČSSR		H 11	H 20	
Stemag	BRD				417
Valvo	BRD	3C4+		3C6	3C8
Siemens	BRD		N 22	N 27	
Cofelec	Frankreich		B 30	B 42	B 50

+ Veralteter Werkstoff.

Die in jüngster Zeit in dieser Werkstoffgruppe erfolgte Weiterentwicklung konzentrierte sich hauptsächlich darauf, die Verlustleistung P_V zu senken. Die Permeabilitätswerte dagegen wurden nur geringfügig verändert. Schritte dieser Entwicklung sind beim Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf beispielsweise die für U-Kerne benutzten Werkstoffe Mf 164, Mf 184, Mf 194 und Mf 196. Dabei ist Werkstoff Mf 164 als veraltet anzusehen; auch Mf 184 wird für Neukonstruktionen nicht mehr empfohlen. Tabelle 40 enthält die Vergleichsdaten von Werkstoffen verschiedener Ferrithersteller. Eine Umsetzung von in der Literatur angegebenen Schaltungen auf die zugänglichen Werkstoffe ist damit ohne weiteres möglich. Kurven des Zusammenhangs zwischen Amplitudenpermeabilität μ_a und Spitzeninduktion $\hat{B}$ sind in Bild 93 angegeben. Man sieht, daß in einem Aussteuerungsbereich von $\hat{B} = 0{,}05$ bis 0,2 T die Permeabilität μ_a sich nur in relativ geringem Maße (etwa 10 %) verändert. Die Kurven werden für die üblichen Grenzen des Anwendungsbereichs 25 °C bzw. 100 °C angegeben. Man sieht, daß bei 100 °C eine Überschreitung von 0,2 T ein stärkeres Absinken der Permeabilität mit sich bringt.
Bild 94 zeigt die Überlagerungspermeablität μ_Δ in Abhängigkeit von der Gleichfeldvormagnetisierung H für verschiedene

5000
4000
3000
2000
1000
0
μ_a
100 °C
25 °C
Mf 184
0,05
0,10
0,15
0,20
0,25
$\hat{B}$ in T
a)

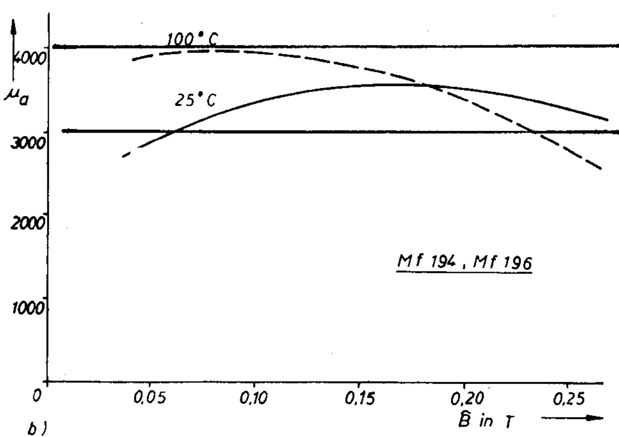


Bild 93 Amplitudenpermeabilität μ_a in Abhängigkeit von der Maximalinduktion $\widehat{B}$; a — für Mf 184, b — für Mf 194 oder Mf 196

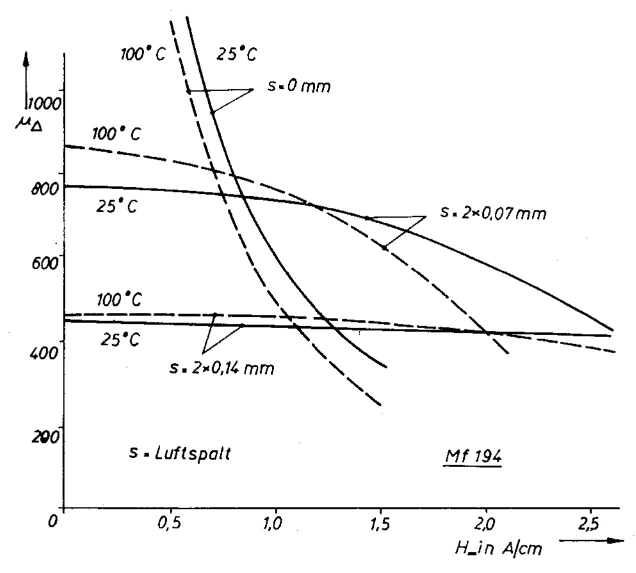


Bild 94 Überlagerungspermeabilität μ_Δ in Abhängigkeit von der Gleichfeldstärke H_- für Mf 194

Luftspalte. Eine Vergrößerung des Luftspalts senkt μ_Δ und ermöglicht gleichzeitig einen Betrieb bei höheren Vormagnetisierungsfeldstärken.

Bild 95 zeigt Richtwerte für die Abhängigkeit der spezifischen Verlustleistung von der Induktion. Mit steigendem $\hat{B}$ steigt P_V, da auch mit wachsender Aussteuerung die von der Hystereseschleife umschlossenen Flächen größer werden. Die Verminderung der Verluste bei 80 bis 100 °C beträgt 10 bis 20 % gegenüber dem Wert bei Zimmertemperatur.

U-Kerne werden hauptsächlich in den Zeilenablenkstufen der Fernsehgeräte eingesetzt. Deshalb wird als Prüffrequenz für alle diese Werte ausschließlich etwa 16 kHz, d. h. die Zeilenablenkfrequenz zur Ermittlung dieser Werte benutzt.

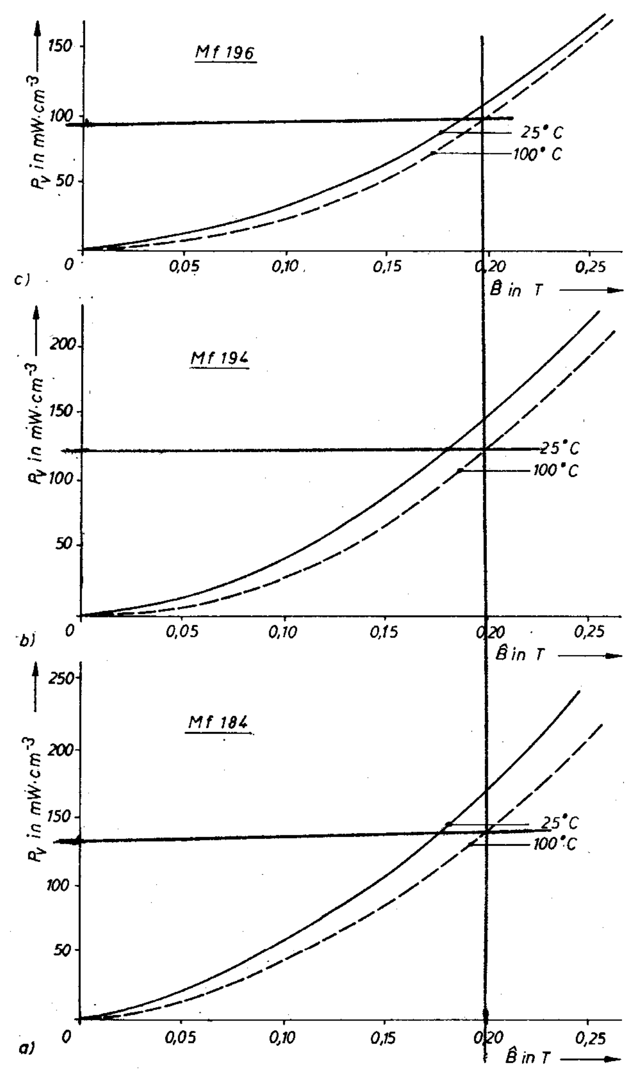


Bild 95 Spezifische Verlustleistung P_V für 2 × U 57/28 TGL 0-68-41296 (Richtwerte); a — Werkstoff Mf 184, b — Werkstoff Mf 194, c — Werkstoff Mf 196

3.8.4. Schaltungsbeispiele

Nach [15] ist in Bild 96a der Stromlaufplan eines *Gegentaktwandlers* dargestellt. Bei einer Betriebsspannung von 12 V und einer Schwingfrequenz von etwa 2,5 kHz werden etwa 20 kV, 5 W, erzeugt. Eine solche Hochspannungsschaltung kann beispielsweise für Isolationsmessungen verwendet werden. Für den Übertrager wurden in der Originalschaltung Siferrit-U-Kerne (2 Stück B 67240/N 22) benutzt, die durch 2 × U 70 TGL 0-68-41296, Mf 184, ersetzt werden können. Windungszahlen: N1 = 2 × 7 Wdg., 0,5-mm-CuL; N2 = 2 × 3 Wdg., 0,5-mm-CuL und N3 = 16 000 Wdg., 0,1-mm-CuL. Für T1 und T2 kann je ein GD 170 eingesetzt werden. Beim Wikkeln ist auf sehr gute Isolation zu achten. Die Reihenfolge und Verteilung der Wicklungen bei Verwendung eines einzigen Spulenkörpers ist nach [15] aus Bild 96b ersichtlich.

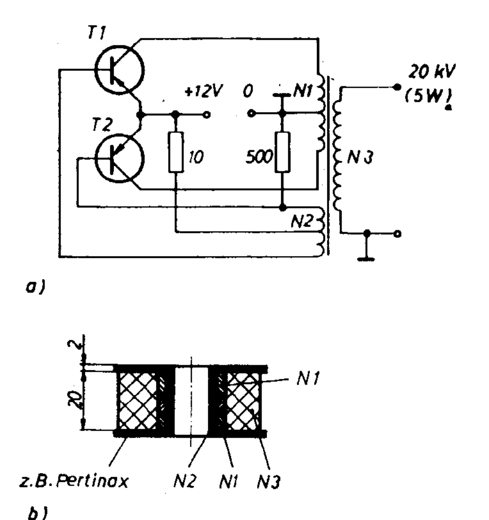


Bild 96 Gegentaktwandler für 20 kV; a — Stromlaufplan, b — Wickelanordnung

Zunächst einige Bemerkungen zum *Horizontalausgangstransformator*. Der für die Horizontalablenkung des Elektronenstrahls der Bildröhre benötigte Strom im Ablenksystem hat die Form eines Sägezahnimpulses. Die Hinlauf-(Anstiegs-) Zeit entspricht einer Frequenz von etwa 16 kHz, die für den Rücklauf erforderliche kürzere Zeit (Abfallzeit, Dunkeltastung des Elektronenstrahls) einer Frequenz von etwa 50 kHz. Der in der Endstufe befindliche U-Kern-Übertrager bildet mit seiner Induktivität und den dazugeschalteten Kapazitäten einen Schwingkreis. Für die Hinlaufzeit wird über eine Diode (Booster-Diode) eine Kapazität (Booster-C) dazugeschaltet, beim schnelleren Rücklauf erfolgt ein Abschalten dieser Kapazität. Die Resonanzfrequenz wird dann durch die Wickelkapazitäten bestimmt. Die zeitlich kurze Stromänderung während des Rücklaufs nutzt man gleichzeitig zur Hochspannungsgewinnung aus.

Bild 97 zeigt als Beispiel eine transistorisierte *Horizontalendstufe* nach [26]. Für T1 wird ein AU 103 eingesetzt. D1 übernimmt die Funktion der Booster-Diode (C = Booster-Kapazität). Für D2 wird eine GY 123, für D3 eine GY 105 verwendet. Als U-Kern kann 2 × U 57/28 TGL 0-68-41296, Mf 194, mit N1 = 250 Wdg., 0,1-mm-CuL; N2 = 3 Wdg., 0,25-mm-

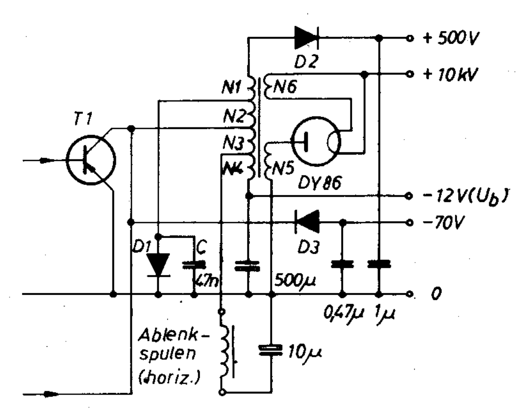


Bild 97 Transistorisierte Horizontalendstufe

CuL; N3 = 10 Wdg., 0,25-mm-CuL; N4 = 35 Wdg., 0,25-mm-CuL und N6 = 1 Wdg., 0,25-mm-CuL, eingesetzt werden. Die Hochspannungswicklung N5 wird durch eine Original-Hochspannungsspule gebildet.

3.9. E-Kerne

E-Kerne werden in Übertragern, Drosseln u. ä. im kHz-Bereich eingesetzt. Zu einem Satz gehören 2 E-Kernhälften, die an den geschliffenen Stoßflächen zusammengesetzt werden. Um eine hohe zeitliche und thermische Konstanz der Induktivität, enge Toleranzen des A_L-Wertes sowie eine Herabsetzung des Einflusses von vormagnetisierenden Feldern zu gewährleisten, werden E-Kerne im allgemeinen mit Luftspalten versehen. Der Luftspalt kann durch Abschleifen des Mittelstegs oder durch Einlegen von Kunststoffscheiben an den Außenschenkeln erzielt werden.

3.9.1. Geometrische Abmessungen, Formkonstanten

Die Abmessungen von E-Kernen sind in TGL 4820, Bl. 1, standardisiert. Bild 98 zeigt die Hauptabmessungen. Die entsprechenden Zahlenwerte dazu enthält Tabelle 41. Als Nennmaß wird die Abmessung l1 benutzt.

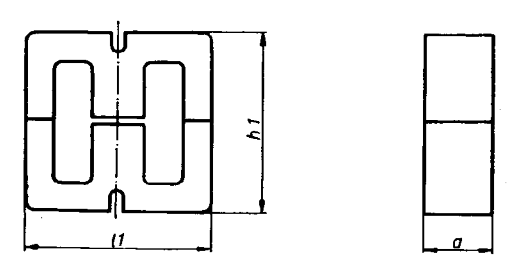


Bild 98 E-Kern-Paar nach TGL 4820, Bl. 1

Tabelle 41 Abmessungen von E-Kernen nach TGL 4820, Bl. 1

Nenngröße	l1 in mm	h1 in mm	a in mm
EE 20	20	20,4	5,3
EE 30	30	30,4	7,3
EE 42	42	42,4	15,3
EE 55	55	55,6	21,0

Da die Form der E-Kerne von Metallkernen übernommen wurde, können auch die bei diesen Kernen verwendeten Spulen benutzt werden. Es liegt ein außerordentlich breites Sortiment derartiger Teile vor:

TGL 200-1723 legt Befestigungsrahmen fest.

TGL 0-41304 gibt einen Überblick über Spulenkörper aus Hartpapier in Schachtelbauweise, die in einzelnen Teilen geliefert und selbst komplettiert werden müssen.

TGL 9870 umfaßt die Angaben über gespritzte oder gepreßte Spulenkörper (beispielsweise aus Polystyrol P 70 o. ä.). Die Farbe ist wählbar. Es sind bis zu 4 Kammern in den Spulenkörpern möglich.

Tabelle 42 gibt einen Überblick über die Formkonstanten von E-Kernen entsprechend der geltenden TGL 4820.

Tabelle 42 Formkonstanten von E-Kernen nach TGL 4820, Bl. 1

Nenngröße	l_e in cm	A_e in cm²	V_e in cm³
EE 20	4,7	0,25	1,3
EE 30	7,15	0,50	4,0
EE 42	10,2	1,80	17,6
EE 55	13,1	3,55	43,0

3.9.2. Elektrische und magnetische Eigenschaften

Als Werkstoff für E-Kerne ist nach TGL 4820, Bl. 2, ein Werkstoff mit $\mu_i = 1000$ (Mf 163 oder ein äquivalenter Werkstoff nach Tabelle 10) und in Bl. 3 ein Werkstoff mit $\mu_i = 2200$ (Mf 183 oder ein äquivalenter Werkstoff nach Tabelle 10) vorgeschrieben.
In Tabelle 43 findet man die A_L-Werte und die Werte der effektiven Permeabilität entsprechend diesen TGL-Blättern. Man sieht, daß kleine Luftspalte aus fertigungstechnischen

Tabelle 43 A_L-Wert und effektive Permeabilität von E-Kernen nach TGL 4820, Bl. 2 und Bl. 3

Nenn-größe	Werkstoff mit A_L in nH	$\mu_i \approx 1000$ μ_e	Werkstoff mit A_L in nH	$\mu_i \approx 2200$ μ_e
EE 20	630+		1000+	
			400(A)	440
	250(A)	275	250(A)	275
	160(A)	175	160	175
	100	110	100	110
EE 30	1000+		1600+	
			630(A)	560
	400(A)	355	400(A)	355
	250(A)	220	250	220
	160	140	160	140
EE 42	2500+		4000+	
			2500(A)	1070
	1000(A)	425	1000(A)	425
	630(A)	270	630	270
	400	170	400	170
EE 55	4000+		6100+	
			4000(A)	1080
	1600(A)	435	1600(A)	435
	1000	280	1000	280
	630	170	630	170

\+ Ohne Luftspalt.
(A) Luftspalt asymmetrisch.

Gründen asymmetrisch, d. h nur in einer Kernhälfte angebracht werden. Beim Vergleich der aus den A_L-Werten ohne Luftspalt nach Gl. (34) berechenbaren Werten der effektiven Permeabilität mit der Werkstoffpermeabilität muß man berücksichtigen, daß sich auch ohne Luftspalt durch die Oberflächenrauhigkeit der Berührungsflächen eine gewisse Scherung nicht vermeiden läßt.
Die Bezeichnung nach TGL 4820 enthält die Nenngröße, die TGL-Nummer, den A_L-Wert (ohne Dimensionsangabe) und den Werkstoff.
Beispiel Kern EE 30 TGL 4820 — 250 Mf 163.
Die Abstufung der A_L-Werte in TGL 4820 erfolgt entsprechend den üblichen Normzahlen. Davon abweichend gibt es auch Hersteller, die Kerne mit einer bestimmten regelmäßigen Abstufung von Luftspalten liefern (z. B. Luftspalten 0,1; 0,2 mm usw.).
Zur Abschätzung der effektiven Permeabilität in Abhängigkeit von der Vormagnetisierungsfeldstärke bei unterschiedlichen Luftspalten können Bild 28 und Bild 29 (Teil 1) dienen. Es wird klar, daß größere Luftspalte eine bedeutend höhere Stabilität gegenüber vormagnetisierenden Feldern bringen. Die Permeabilität sinkt bei diesen Kernen erst bei viel größeren Feldstärkewerten ab. Andererseits ist in diesem Fall zum Erreichen der gleichen Induktivität der Wicklungsaufwand höher.
Die Kurven in den genannten Bildern wurden an Schalenkernen ermittelt. Da bei E-Kernen die Streufelder größer sind, dürfen die Kurven nur als Richtwerte angesehen werden.
E-Kerne lassen sich sowohl bei kleiner als auch bei großer Aussteuerung einsetzen. Für den Betrieb bei kleinen Aussteuerungen gelten sinngemäß die Berechnungshinweise des Abschnitts 3.1. „Schalenkerne". Bei Verwendung als Leistungsübertrager können die Hinweise von Abschnitt 3.8. „U-Kerne" benutzt werden. Auf Berechnungsbeispiele wurde daher in diesem Abschnitt verzichtet.

3.9.3. Schaltungsbeispiele

Bild 99 zeigt den Stromlaufplan eines einfachen *Eintakt-Sperrwandlers* nach [15]. Bei einer Betriebsspannung von 6 V können etwa 100 V, 2 W, entnommen werden. Für T1 ist ein GD 170, für D1 eine SY 202 verwendbar. Die Frequenz des Sperrwandlers liegt etwa bei 5 kHz. Als Übertragerkern kann man ersatzweise EE 42, Mf 183, A_L = 400 nH (im Original M 42, Ferroxcube 3E1, Luftspalt 0,5 mm) mit N1 = 40 Wdg., 1,2-mm-CuL; N2 = 13 Wdg., 0,45-mm-CuL und N3 = 260 Wdg., 0,45-mm-CuL benutzen.
Gleichfalls nach [15] ist in Bild 100 ein *Gegentaktspannungswandler* für etwa 150 V (1,5 W) bei einer Betriebsspannung von 6 V dargestellt. Die Schwingfrequenz liegt bei etwa 5 kHz. Für T1, T2 kann je ein GC 301, für D1 und D2 je eine SY 203

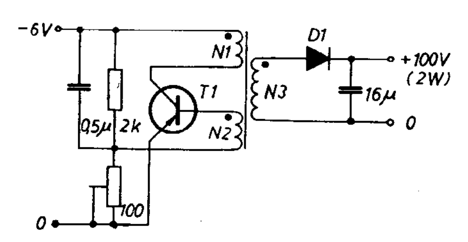


Bild 99 Eintakt-Sperrwandler für 100 V

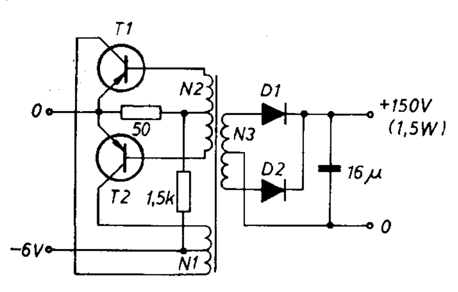


Bild 100 Gegentakt-Spannungswandler für 150 V

eingesetzt werden. Im Original wurde für den Übertragerkern ein EE 30, Siferrit 1100 N 22/0,2, verwendet, der durch EE 30, Mf 163, A_L = 250 nH ersetzt werden kann. Die Windungszahlen betragen N1 = 2 × 50 Wdg., 0,4-mm-CuL; N2 = 2 × 15 Wdg., 0,15-mm-Cul und N3 = 2 × 1370 Wdg., 0,1-mm-CuL. Bei allen Wandlerschaltungen ist infolge der induzierten Spannungsspitzen auf gute Isolationsfestigkeit der Wicklungen zu achten.

4. Meßtechnik

Entsprechend den vorangegangenen Abschnitten kann man aus der Bauform und in einigen Fällen aus der Kennzeichnung die vorliegende Werkstoffsorte typenmäßig eingrenzen. Es wurde jedoch verschiedentlich darauf hingewiesen, daß man auch bei Kenntnis der Werkstoff- und Bauformparameter eine meßtechnische Überprüfung unter Einsatzbedingungen vornehmen sollte. Die Notwendigkeit solcher Messungen wird noch dadurch deutlich, daß oft die genaue Werkstoffart eines nicht gekennzeichneten Ferritbauelements nachträglich bestimmt werden muß. Einige Hinweise zur Meßtechnik sind daher in den nachfolgenden Abschnitten zusammengefaßt.

4.1. Ermittlung der Induktivität und des Verlustwiderstands bei kleinen Aussteuerungen

Aus den mathematischen Beziehungen der vorhergehenden Abschnitte ist ersichtlich, daß die Parameter bei kleinen Aussteuerungen unter Beachtung von Aussteuerungsart (z. B. sinusförmige Aussteuerung, Vormagnetisierung) und Frequenz aus der Messung des L- bzw. R_{ges}-Werts ermittelt werden können.

4.1.1. Meßverfahren

Eine einfache Methode zur L-Messung besteht darin, über den *komplexen Spannungsabfall* $\mathfrak{U}$ auf den Induktivitätswert L zu schließen. Wie Bild 101 zeigt, besteht die Schaltung aus einem Sinusgenerator G, an dem die unbekannte Induktivität L_x (mit Verlustwiderstand R_x gemäß Ersatzschaltung Bild 10a — Teil 1 —) sowie ein in Reihe geschalteter Vorwiderstand R_v angeschlossen sind. Über den Schalter S kann an das Röhren-

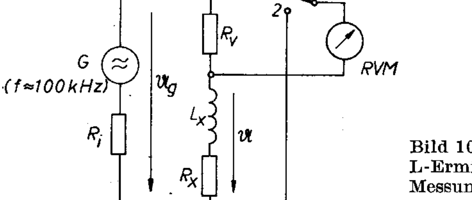


Bild 101
L-Ermittlung durch Messung des Spannungsabfalls

voltmeter RVM wahlweise der Spannungsabfall $\mathfrak{U}_v$ über R_v oder die Gesamtspannung $\mathfrak{U}$ über L_x (und R_x) angelegt werden. Während der Messung wird zunächst die gewünschte Aussteuerung $\mathfrak{J}$ (Schalter S in Stellung 1) durch Variation der Generatorspannung $\mathfrak{U}_g$ eingestellt. Man erhält:

$$\mathfrak{U}_v = R_v \cdot \mathfrak{J} \,. \tag{119}$$

Beim folgenden Schritt (S in Stellung 2) ergibt sich die Induktivität L_x aus:

$$L_x \approx \frac{R_v}{\omega} \cdot \frac{\mathfrak{U}}{\mathfrak{U}_v} \,. \tag{120}$$

Die beschriebene Methode ist relativ ungenau, da die Spannung $\mathfrak{U}$ von der Größe des unbekannten Verlustwiderstands R_x beeinflußt wird. Gl. (120) gilt, wenn man geringe Verluste der zu messenden Induktivität voraussetzt. Für eine stromproportionale Spannungsanzeige muß R_v klein gegenüber dem induktiven Widerstand $\omega \cdot L_x$ gewählt werden. Der Innenwiderstand des Röhrenvoltmeters soll groß gegenüber $\omega \cdot L_x$ sein, um eine zusätzliche Meßverfälschung geringzuhalten. Bild 102 zeigt als weitere Möglichkeit ein *Resonanzverfahren.* Die unbekannte Induktivität wird mit einer Kapazität C zu einem Schwingkreis zusammengeschaltet. Als Beispiel wurde der Reihenschwingkreis dargestellt, bei dem im Resonanzfall ein Strommaximum $\mathfrak{J}_{max}$ zu verzeichnen ist, dessen Größe vom Verlustwiderstand R_x abhängt. Gleichzeitig tritt ein Spannungsanstieg $\mathfrak{U}_{max}$ (Spannungsüberhöhung) über der Induktivität auf. Zum Erreichen der Resonanzfrequenz ω_0

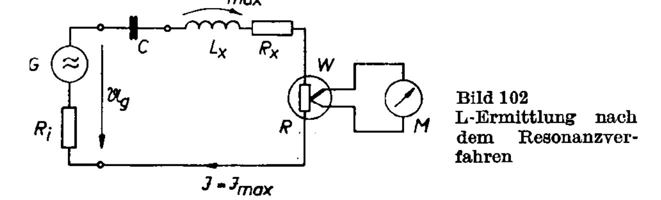


Bild 102
L-Ermittlung nach dem Resonanzverfahren

des Schwingkreises wird entweder die Generatorfrequenz oder die Schwingkreiskapazität C verändert. Die Stromstärke $\mathfrak{J}$ kann über einen Stromwandler W (z. B. Thermoumformer) abgelesen werden. Im Strommaximum $\mathfrak{J}_{max}$ erhält man den Induktivitätswert nach Gl. (121):

$$L_x = \frac{1}{\omega_o^2 \cdot C}. \tag{121}$$

Ist der Generatorinnenwiderstand R_i sowie der Wandlerwiderstand R genügend klein gegenüber R_x, dann kann die vorliegende Schaltung auch zur R_x- bzw. Gütebestimmung (sogenanntes Quotientenverfahren) verwendet werden, und zwar beträgt

$$R_x \approx \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{J}_{max}}. \tag{122}$$

Für die Güte Q gilt nach Gl. (53) und (54):

$$Q = \frac{\omega_0 \cdot L_x}{R_x}.$$

Bei Kenntnis der Spannungsüberhöhung $\mathfrak{U}_{max}$ erhält man unter Benutzung der Spannungsteilerregel und Gl. (121):

$$R_x = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_{max}} \cdot \sqrt{\frac{L_x}{C}} \tag{123}$$

bzw.

$$Q = \frac{1}{R_x} \cdot \sqrt{\frac{L_x}{C}} = \frac{\mathfrak{U}_{max}}{\mathfrak{U}_g}. \tag{124}$$

Dieses Verfahren bildet die Grundlage für industrielle *Gütefaktormesser*, bei denen man den Resonanzfall durch Variation der Kapazität einstellt, und für *Resonanz-/Induktivitäts-Meßbrücken*, bei denen man die Frequenz variiert.
Auch der industriell gefertigte und in der Amateurtechnik häufig verwendete *Grid-Dipper* nutzt dieses Meßprinzip aus. Der Meßkreis wird über das Streufeld an die unbekannte Induktivität angekoppelt; daher versagt dieses Verfahren bei geschlossenen Bauformen (z. B. Schalenkerne, X- und W-Kerne, Ringkerne).
Größere Genauigkeit für die L_X- und R_X-Messung ist durch *Wechselstrommeßbrücken* zu erreichen. Das Grundprinzip besteht darin, den unbekannten komplexen Widerstand $\mathfrak{Z}_X = R_X + j\omega L_X$ mit einem bekannten komplexen Widerstand $\mathfrak{Z} = R + jX$, der im Real- und Imaginärteil verändert werden kann, zu vergleichen. Beide Widerstände sind dann gleich, wenn jeweils beide Realteile und beide Imaginärteile übereinstimmen, wenn also gilt $R_X = R$ und $\omega \cdot L_X = X$. Besteht Gleichheit beider Widerstände, dann fließt im Diagonalbrükkenzweig kein Strom, die Werte von L_X und R_X können über die Abgleichbedingungen genau ermittelt werden. Es ist demnach ein zweifacher Abgleich erforderlich, der beim Abgleichvorgang abwechselnd schrittweise durchgeführt wird.
Bild 103 zeigt als Beispiel die Schaltung einer *Maxwell-Wien-Brücke*. Der zum Nullabgleich erforderliche selektive Meßempfänger wird durch Instrument M symbolisiert.

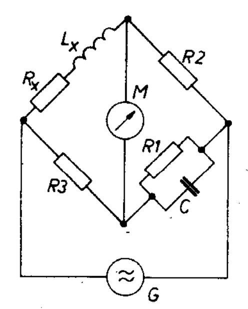


Bild 103
Maxwell-Wien-Brücke

Als Abgleichbedingung erhält man für den Realteil:

$$R_x = \frac{R2 \cdot R3}{R1}, \tag{125}$$

für den Imaginärteil:

$$L_x = R2 \cdot R3 \cdot C. \tag{126}$$

Der Vorteil dieser Bedingungen besteht in ihrer Frequenzunabhängigkeit. Wird in Reihe mit R_x und L_x ein Wechselstrommesser (in Bild 103 nicht eingezeichnet) geschaltet, so kann man die Größe der Aussteuerung ermitteln. Trotz der theoretischen Frequenzunabhängigkeit wird im praktischen Betrieb der Einsatz durch schädliche Aufbaukapazitäten begrenzt (je nach Bauart zwischen 100 kHz und einigen Megahertz).

Für Induktivitäten mit kleinen Werten werden zur Messung sogenannte *Leitwertbrücken* verwendet. Die zu messende Induktivität wird dabei in der Ersatzschaltung meist als Parallelschaltung der Leitwerte gemäß Bild 104 unter Verwendung folgender Beziehungen dargestellt:

$$\mathfrak{Y} = G - jB_L ; \tag{127}$$

$\mathfrak{Y}$ — Scheinleitwert (Admittanz), G — Wirkleitwert (Konduktanz), B_L — induktiver Blindleitwert (Suszeptanz).

Zur Vollständigkeit seien noch die Beziehungen der Reihenschaltung angegeben. Die allgemeine Darstellung lautet:

$$\mathfrak{Z} = R + jX_L ; \tag{128}$$

$\mathfrak{Z}$ — Scheinwiderstand (Impedanz), R — Wirkwiderstand (Resistanz), X_L — induktiver Blindwiderstand (Induktanz).

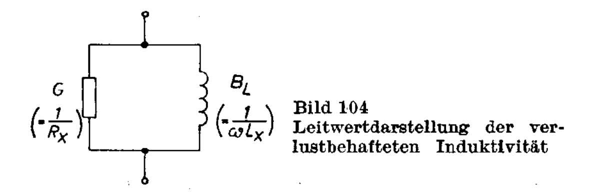


Bild 104
Leitwertdarstellung der verlustbehafteten Induktivität

Die Beziehungen unter Verwendung der bisherigen Symbole ergeben für Gl. (128):

$$\mathfrak{Z} = \mathfrak{Z}_x,$$
$$R = R_x,$$
$$X_L = \omega \cdot L_x\ ;$$

und für Gl. (127):

$$G = \frac{1}{R} = \frac{1}{R_x},$$

$$B_L = \frac{1}{X_L} = \frac{1}{\omega \cdot L_x},$$

$$\mathfrak{Y} = \frac{1}{\mathfrak{Z}} = \frac{1}{\mathfrak{Z}_x}.$$

Zur Umrechnung des Ersatzschaltbilds einer Parallelschaltung in das einer gleichwertigen Reihenschaltung nach Bild 105 können die folgenden Gleichungen dienen:

$$R_x = \frac{(\omega L_x')^2 \cdot R_x'}{(R_x')^2 \cdot (\omega L_x')^2}, \tag{129}$$

$$L_x = \frac{(R_x')^2 \cdot L_x'}{(R_x')^2 + (\omega L_x')^2}. \tag{130}$$

Diese Beziehungen gewinnen dann an Bedeutung, wenn die Induktivität als Parallelschaltung des L-Wertes mit dem Verlustwiderstand aufgefaßt wird. Bekanntlich beziehen sich die Angaben über Ferritbauelemente auf das Reihenersatzschaltbild.

Die beschriebenen Präzisionsmeßbrücken sind im allgemeinen

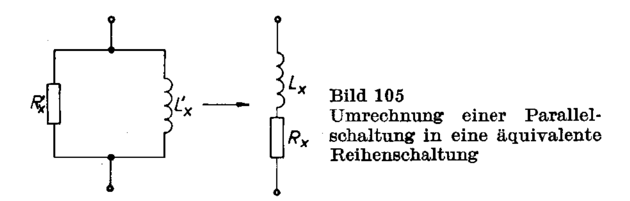


Bild 105
Umrechnung einer Parallelschaltung in eine äquivalente Reihenschaltung

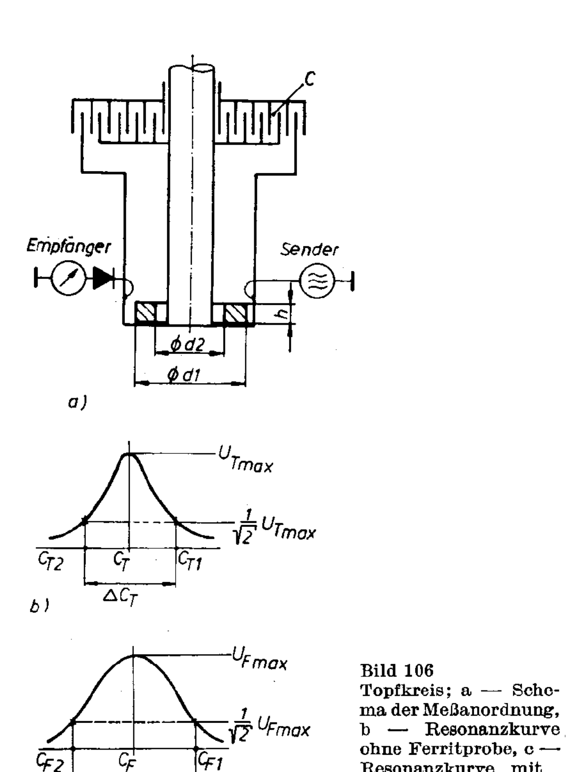


Bild 106
Topfkreis; a — Schema der Meßanordnung, b — Resonanzkurve ohne Ferritprobe, c — Resonanzkurve mit Ferritprobe

nur bis zu Frequenzen von einigen Megahertz brauchbar. Für höhere Frequenzen im MHz-Bereich (ab etwa 5 MHz) werden koaxiale *Resonanzkreise* (sogenannte Topf- oder Rohrkreise) verwendet.

Bild 106a zeigt als Beispiel die schematische Darstellung eines *Topfkreises* (f etwa 5 MHz bis 50 MHz). Die Leiterlänge ist $< \lambda/4$, es wird eine kapazitive Verkürzung durch eine variable Abschlußkapazität C herbeigeführt. Bei der Messung ermittelt man zunächst bei vorgegebener Kreisfrequenz ω'die Resonanz-

kurve des Topfkreises ohne Ferritring in Abhängigkeit von C. Entsprechend Bild 106b wird dabei durch Variation von C die Resonanzkapazität C_T (C_T = Kapazität bei leerem Resonator), bei der das Spannungsmaximum U_{Tmax} auftritt, gesucht. Anschließend verstimmt man den Resonator nach beiden Richtungen jeweils bis zum Wert $U_{Tmax}/\sqrt{2}$ und liest die Kapazitätswerte C_{T1} und C_{T2} ab. Dann wird ein Ferritringkern in den Kreis eingebracht. Es erfolgt eine 2. Messung (Bild 106c). Man erhält die Werte C_{F1} und C_{F2} (C_F = Kapazität des Resonators mit Ferritprobe). Die Berechnung der komplexen Permeabilität aus diesen Werten geschieht über folgende Gleichungen:

$$\mu' = 1 + \frac{1}{\omega^2 \cdot L_{0F}} \cdot \left(\frac{1}{C_F} - \frac{1}{C_T}\right), \tag{131}$$

$$\mu'' = \frac{1}{\omega^2 \cdot L_{0F}} \cdot \left(\frac{1}{Q_F\, C_F} - \frac{1}{Q_T\, C_T}\right). \tag{132}$$

L_{0F} bedeutet die Induktivität des vom Ferritringkern ausgefüllten Raumes und wird wie folgt berechnet:

$$L_{0F} = 2 \cdot h \cdot \ln \frac{d1}{d2} \cdot 10^{-9}\ ; \tag{133}$$

L_{0F} in H.

Die Kapazitäten C_T und C_F ergeben sich aus den Meßwerten:

$$C_T = \frac{1}{2}(C_{T1} + C_{T2})\ , \tag{134}$$

$$C_F = \frac{1}{2}(C_{F1} + C_{F2})\ . \tag{135}$$

Q_T bzw. Q_F sind die Gütewerte des Kreises ohne bzw. mit Ferritprobe:

$$Q_T = \frac{2C_T}{\Delta\, C_T}, \tag{136}$$

$$Q_F = \frac{2C_F}{\Delta\, C_F}. \tag{137}$$

ΔC_T bzw. ΔC_F werden auch als Halbwertbreite bezeichnet. Sie sind die Differenz der jeweiligen Meßwerte:

$$\Delta\, C_T = C_{T1} - C_{T2}\,, \tag{138}$$

$$\Delta\, C_F = C_{F1} - C_{F2}\,. \tag{139}$$

Bild 107 zeigt die schematische Darstellung eines *Rohrkreises*, wie man ihn bei höheren Frequenzen (50 MHz bis 500 MHz) benutzt. Die Abstimmung erfolgt durch Verschieben des Innenleiters und geschieht analog zu Bild 106b und Bild 106c. Als Variable wird die Länge l gemäß Bild 107 (l_T = Länge ohne Ferrit, l_F = Länge mit Ferrit) eingeführt. Für die Berechnung der komplexen Permeabilität gelten folgende Beziehungen:

$$\mu' = 1 + \frac{2{,}7}{L_{0F}} \cdot \frac{l_T}{l_F} \cdot (l_T - l_F)\,, \tag{140}$$

$$\mu'' = \frac{1}{2\,(l_T - l_F)} \cdot \left(\frac{\Delta\, l_F \cdot l_T}{l_F} \cdot \frac{\Delta\, l_T \cdot l_F}{l_T}\right) \cdot (\mu' - 1)\,. \tag{141}$$

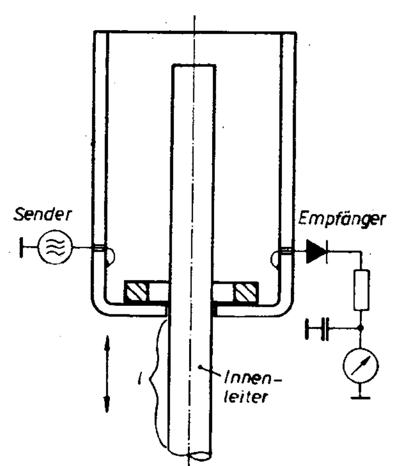


Bild 107
Rohrkreis, Schema der Meßanordnung

4.1.2. Ermittlung von Ferritparametern

Die *Anfangspermeabilität* μ_i wird bei sehr kleinen Aussteuerungen durch Induktivitätsmessung ermittelt. Die Berechnung geschieht analog zur Gl. (26), also

$$\mu_i = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{L}{N^2} \cdot \sum \frac{l}{A} \,. \tag{142}$$

Erforderlich ist eine sehr empfindliche L-Meßbrücke.
Bekanntlich wird beim Meßvorgang gleichzeitig der *Verlustanteil* abgelesen. Unter den vorliegenden Bedingungen stellt er die Summe von Wirbelstrom- und Nachwirkungswiderstand, also $R_w + R_n$ nach Gl. (45) und Gl. (46), dar.
Der aussteuerungsabhängige Hysteresewiderstand R_h kann als Anteil vernachlässigt werden, da die Aussteuerung verschwindend klein ($\widehat{H} \to 0$) ist.
Um den Einfluß der Wicklung N geringzuhalten, werden nur wenige Windungen verwendet. Unter diesen L-Meßbedingungen wird dann das μ_i-*Verhalten* in Abhängigkeit von der *Temperatur* (Temperaturkoeffizient, Curie-Temperatur), von der *Zeit* (Desakkommodation) und von der *Frequenz* — Darstellung als komplexe Permeabilität $\mu^{<}$(f) — untersucht.
An dieser Stelle sollen einige Bemerkungen zur *Verlustauftrennung* eingefügt werden. Der mathematische Zusammenhang wurde durch Gl. (43) bis Gl. (47) bereits dargelegt:

$$R_{ges} = R_0 + R_K \,,$$
$$R_K = R_w + R_n + R_h \,,$$
$$R_w = w \cdot f^2 \cdot L \,,$$
$$R_n = n \cdot f \cdot L \,,$$
$$R_h = h \cdot f \cdot L \cdot H \,.$$

Zur praktischen Berechnung ist es sinnvoll, die Gleichungen etwas umzuformen.
Das Einsetzen von Gl. (45) bis Gl. (47) in Gl. (44) ergibt:

$$R_K = f \cdot L\,(h \cdot H + w \cdot f + n) \tag{143}$$

bzw.

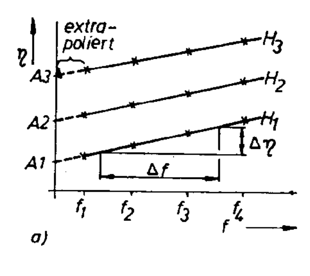
$$\eta = \frac{R_K}{f \cdot L} = h \cdot H + w \cdot f + n\,. \tag{144}$$

Bei der Messung wird zunächst die Funktion η (f), Feldstärke H als Parameter, aufgenommen. (Es ist also eine L-Meßschaltung zur Messung von L und R_{ges} erforderlich, wobei Aussteuerung H und Frequenz f definiert eingestellt werden können. Der Kernverlustwiderstand R_K ergibt sich nach Gl. (43) zu $R_K = R_{ges} - R_0$ mit R_0 = Wicklungswiderstand.) Wie aus Bild 108a ersichtlich, entspricht der Verlauf η(f) für einen bestimmten Parameterwert H näherungsweise einer Geraden, die durch die allgemeine Gleichung

$$\eta = w \cdot f + A \tag{145}$$

mit $$A = h \cdot H + n \tag{146}$$

beschrieben werden kann. Zu jedem Parameterwert H existiert ein Wert A. Man gewinnt die A-Werte, indem auf f = 0 (in Bild 108a gestrichelt eingezeichnet) extrapoliert wird. Die Steigung der Geraden η (f) entspricht



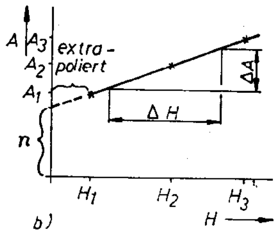


Bild 108
Prinzip der Verlustauftrennung;
a — Funktion η (f),
b — Funktion A (H)

$$w = \frac{\Delta \eta}{\Delta f}. \qquad (147)$$

Als nächster Arbeitsschritt wird die Hilfsgröße A in Abhängigkeit von der Feldstärke H aufgetragen (Bild 108b). Sie ist die grafische Darstellung der Gl. (146) und ebenfalls näherungsweise eine Gerade. Extrapoliert man auf H = 0 (in Bild 108b gestrichelt eingezeichnet), so kann der *Nachwirkungsbeiwert n* abgelesen werden. Die Steigung der Funktion A(H) entspricht dem *Hysteresebeiwert h*,

$$h = \frac{\Delta A}{\Delta H}. \qquad (148)$$

Damit sind alle Größen für den Hysterese-, Nachwirkungs- und Wirbelstromwiderstand bekannt. Die ermittelten Konstanten h, n und w brauchen nur bei vorgegebenen L-, f- und H-Werten aus der Meßreihe in Gl. (45) bis Gl. (47) eingesetzt zu werden.

Interessiert nur der Hysteresebeiwert h, so genügt vielfach auch die nachfolgende Näherung:

$$h \approx \frac{\Delta R_K}{L \cdot f \cdot \Delta H}. \qquad (149)$$

Bei einer Meßfrequenz f werden zu 2 Feldstärkewerten H1 und H2 die dazugehörigen Verlustwiderstände R_{K1} und R_{K2} ermittelt. Es bedeuten:

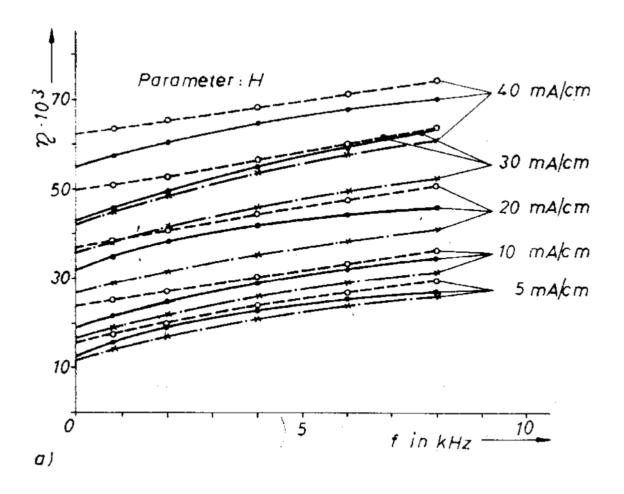
$$\Delta R_K = R_{K1} - R_{K2}, \qquad (150)$$

$$\Delta H = H1 - H2. \qquad (151)$$

Voraussetzung für Gl. (149) ist, daß sich die Induktivität infolge der Aussteuerung nur unwesentlich ändert, so daß bei H1 und H2 der gleiche L-Wert angenommen werden kann.

An dieser Stelle sei nochmals darauf hingewiesen, daß diese Verlustauftrennung strenggenommen nur für Aussteuerungen innerhalb des Rayleigh-Gebiets zutreffend ist und nur an Ringkernen durchgeführt werden sollte.

Die Meßfrequenzen dürfen außerdem nicht allzu hoch gewählt werden, da sonst weitere frequenzabhängige Verlustanteile



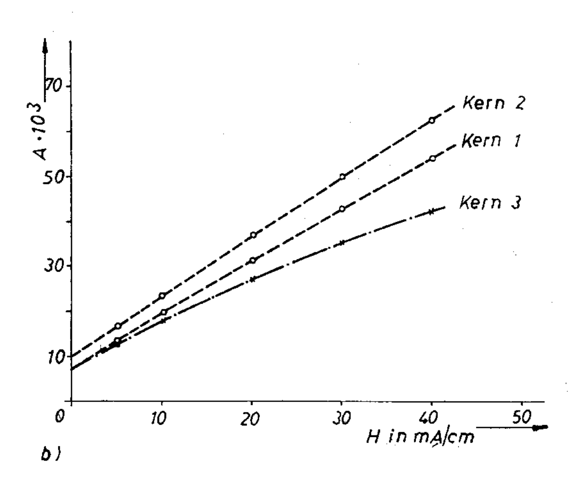


Bild 109 Beispiel für eine Verlustauftrennung; a — Funktion η (f), b — Funktion A(H)

auftreten (Bloch-Wandresonanz, Volumenresonanz u. ä.). In der Praxis wird daher meist auf die Bestimmung von w verzichtet. Bild 109 zeigt als praktisches Beispiel einige Meßkurven an Kernen aus Mf 183 für die Verlustauftrennung. Bild 109a enthält die Funktionen η (f), Bild 109b den daraus ermittelten Verlauf A (H).
Für die Verlustbeiwerte erhält man:

Kern 1 $\quad w = 1{,}9 \cdot 10^{-6}$ s
$\quad h = 1{,}2$ cm/A
$\quad n = 8 \cdot 10^{-3}$

Kern 2 $\quad w = 1{,}7 \cdot 10^{-6}$ s
$\quad h = 1{,}4$ cm/A
$\quad n = 9 \cdot 10^{-3}$

Kern 3 $\quad w = 2{,}1 \cdot 10^{-6}$ s
$\quad h = 1{,}0$ cm/A
$\quad n = 7 \cdot 10^{-3}$

Bei f = 800 Hz und H = 20 mA/cm lauten die einzelnen Verlustwiderstände:

Kern 1 $\quad R_w = 0{,}056\,\Omega$
$\quad R_h = 0{,}87\,\Omega$
$\quad R_n = 0{,}29\,\Omega$

Kern 2 $\quad R_w = 0{,}048\,\Omega$
$\quad R_h = 1{,}02\,\Omega$
$\quad R_n = 0{,}33\,\Omega$

Kern 3 $\quad R_w = 0{,}057\,\Omega$
$\quad R_h = 0{,}68\,\Omega$
$\quad R_n = 0{,}24\,\Omega$

Demzufolge beträgt der Hysteresewiderstand R_h im Durchschnitt je Kern etwa 73 %, der Nachwirkungswiderstand R_n etwa 24 % und der Wirbelstromwiderstand R_w etwa 3 % des Kernverlustwiderstands R_K.
Zu beachten ist, daß diese Abschätzung nur für den angegebenen Frequenz- und Aussteuerungswert gilt. Bei höheren Frequenzen werden die Verluste überwiegend durch die frequenzabhängigen Anteile bestimmt.

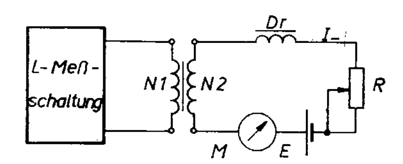


Bild 110
Messung der Induktivität bei Vormagnetisierung

Zur Ermittlung der *Induktivität bei Vormagnetisierung* (z. B. für die Berechnung von μ_{rev}) kann die Meßschaltung nach Bild 110 dienen. Der Ferritkern hat die Wicklungen N1 und N2; N1 ist an die L-Meßschaltung angeschlossen, N2 dient der Vormagnetisierung. Im Vormagnetisierungskreis befindet sich die Gleichspannungsquelle E, der Regelwiderstand R zur Einstellung der Gleichfeldstärke, der Gleichstrommesser M und die Drossel Dr. Die Größe der Vormagnetisierung wird in bekannter Weise nach Gl. (21) berechnet, also

$$H_{-} = \frac{N2}{l_e} \cdot I_{-} . \qquad (152)$$

Um die L-Messung durch den Vormagnetisierungskreis nicht zu verfälschen (Belastung durch R, Innenwiderstand von E), muß die Drossel Dr einen großen Wechselstromwiderstand gegenüber dem induktiven Widerstand des Ferritbauelements bilden. Aus der gemessenen Induktivität L (Wicklung N1) kann dann für jeden Vormagnetisierungswert über Gl. (26) die reversible Permeabilität μ_{rev} berechnet werden:

$$\mu_{rev} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{L}{(N1)^2} \cdot \sum \frac{l}{A} . \qquad (153)$$

Die Bestimmung des *A_L-Wertes* wird über Gl. (63) auf eine L-Messung zurückgeführt. Dementsprechend kann dann wahlweise eines der bereits beschriebenen Meßverfahren zur Bestimmung dieses Wertes benutzt werden. Zur schnellen Bestimmung der *Güte Q* benutzt man in der Praxis meist einen Gütefaktormesser.

Die zur Charakterisierung von zylinderförmigen Kernen oder Antennenstäben benutzte *wirksame Permeabilität* μ_w wird gleichfalls meist mit einem Gütefaktormesser bestimmt. Man

mißt die Induktivität L_0 ohne bzw. L mit Ferritkern. Da viele Gütefaktormesser in C-Werten geeichte Skalen besitzen, kann auch das Verhältnis C/C_0 zur Bestimmung dieser Größe verwendet werden.

4.2. Ermittlung der statischen Hystereseeigenschaften

In diesem Abschnitt werden Meßverfahren bei Gleichfeld oder langsam variierenden Wechselfeldern (bis etwa 100 Hz) beschrieben. Gerechtfertigt ist diese Betrachtung dadurch, daß die Hystereseschleife in diesem Bereich noch keine nennenswerte Frequenzabhängigkeit aufweist.

Die charakteristischen Größen der B(H)-Kurve werden vom Ferrithersteller meist mit speziellen, aufwendigen Anlagen gemessen. Für die Praxis genügt es jedoch, beispielsweise durch *oszillografische Darstellung der B(H)-Kurve* (s. a. Bild 12a) diese Parameter abzuschätzen. Die Grundschaltung (sog. Ferrograf) ergibt sich aus Bild 111. An Stelle der Spitzenspannungsmesser wird die X-Ablenkung des Oszillografen an die Punkte 1, 2, die Y-Ablenkung an die Punkte 3, 4 angeschlossen.

Natürlich ist damit auch die Ermittlung von $\hat{B}$, $\hat{H}$, bzw. μ_a, μ_Δ usw. möglich. Zum besseren Ablesen der Spitzenwerte kann man zusätzlich eine regelbare Gleichspannung an einen zweiten Strahl legen bzw. beim Einstrahloszillograf über einen Simultanschalter anschließen.

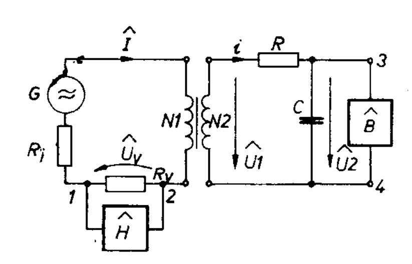
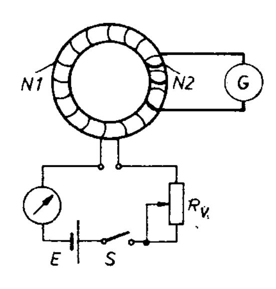
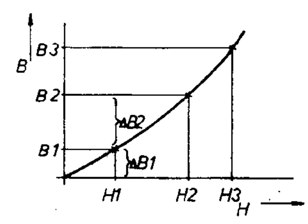


Bild 111
Anordnung zur Messung der Maximalwerte $\hat{B}$ und $\hat{H}$ der Hysteresekurve





Meßvorgang:
Strom i1 (H1, α1): B1 = 0 + ΔB1
Strom i2 (H2, α2): B2 = B1 + ΔB2 usw.
(i2 > i1)
b)

Bild 112
Aufnahme der Neukurve mit einem ballistischen Galvanometer; a — Meßanordnung, b — Auswerteschema

Die Messung der *Neukurve* ist durch Verwendung eines ballistischen Galvanometers G entsprechend Schaltung Bild 112a möglich. Über Schalter S wird ein Stromstoß i1 erzeugt, der in der Wicklung N2 einen Spannungsimpuls hervorruft. Durch die Eigenschaften des Galvanometers wird dieser Impuls integriert und kann als Ausschlag $\alpha 1$ abgelesen werden. Ein nächster Stromstoß i2 erzeugt den Ausschlag $\alpha 2$, usw. Die Umrechnung geschieht durch folgende Beziehungen:

$$H = \frac{N1}{l_e} \cdot i\,, \tag{154}$$

$$B = \frac{K \cdot \alpha}{N2 \cdot A_e}\,, \tag{155}$$

wobei K eine Galvanometerkonstante ist.

Bild 112b veranschaulicht den Meßvorgang. Vor Beginn der Messung muß der Ringkern entmagnetisiert werden. Zu jedem Strom i gehört ein Feldstärkewert H nach Gl. (154). Der Galvanometerausschlag entspricht einer Induktionsdifferenz Δ B, die zu dem zuvor gemessenen Wert addiert wird und den zu H gehörigen B-Wert ergibt.
Eine andere Möglichkeit zur quantitativen Messung der Hysteresekurve bietet der sogenannte *Vektormesser*. Die Grundschaltung besteht aus einem mechanischen Gleichrichter (Synchronmotor mit Kontaktbahnen) und einem Drehspulinstrument, das die Integration übernimmt. Mit dem Gleichrichter ist es möglich, Phasenbeginn und Phasendauer der Gleichrichtung zu verändern, so daß über die Periode T zu jedem Phasenpunkt der entsprechende H- und B-Wert abgelesen und berechnet werden kann. Der Vektormesser ist ein spezielles Meßgerät. Da ein Nachbau kaum in Frage kommt, soll auf nähere Angaben verzichtet werden.
Die genaue Ermittlung der *Koerzitivfeldstärke H* oder der *Sättigungsinduktion* B_S im statischen Fall erfordert große magnetische Feldstärken, die nur durch spezielle Meßeinrichtungen mit einem größeren Elektromagneten erzeugt werden können.

4.3. Ermittlung der dynamischen Hystereseeigenschaften

Die Ermittlung von Kenndaten bei Frequenzen bis etwa 20 kHz und großen Aussteuerungen erfordert auf Grund der nichtlinearen Beziehung L(i) spezielle Schaltungen mit relativ großem Geräteaufwand (z. B. Leistungsgenerator). Eine Möglichkeit zur Messung von $\hat{H}$ und $\hat{B}$ (für Kommutierungskurve bzw. Berechnung der Amplitudenpermeabilität μ_a) wurde bereits in Bild 111 gezeigt. Analog Bild 101 wird über dem Widerstand R_V eine stromproportionale Spannung abgegriffen, jedoch durch einen Spitzenspannungsmesser als $\hat{U}_V$ gemessen (bei Schaltung Bild 101 konnte man unter Verwendung kleiner Aussteuerungen annehmen, daß Strom und Spannung sinusförmigen Verlauf besitzen, so daß eine Effektivwertanzeige

ausreichend war). Die abgelesene Spannung kann direkt in Feldstärkewerten geeicht werden:

$$\widehat{H} = \frac{N1}{l_e \cdot R_v} \cdot \widehat{U}_v \,. \tag{156}$$

Zur Messung des Wertes $\widehat{B}$ muß zunächst eine elektrische Integration (R und C) durchgeführt werden. Diese Integration erfolgt um so besser, je größer die Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$ ist. Man sollte eine geringe Belastung des Sekundärkreises anstreben. Folglich muß R groß gewählt werden. Das hat allerdings den Nachteil zur Folge, daß der Spannungsabfall über C infolge des geringen Stromes i klein ist und damit einen empfindlichen Spitzenspannungsmesser für $\widehat{U}2$ ($\widehat{B}$-Anzeige) erfordert. Zur Umrechnung der Spitzenspannungen (Ein- und Ausgang am Integrationsglied) kann folgende Näherung dienen:

$$\widehat{U}2 \approx \frac{1}{\omega \cdot R \cdot C} \cdot \widehat{U}1 \,. \tag{157}$$

In der Praxis genügt es, $\tau \geq 50$ T mit T = Periodendauer zu wählen.

Beispiel

	f	= 16 kHz
	T	= $6{,}25 \cdot 10^{-5}$ s
Wahl:	R	= 390 kΩ
	C	= 10 nF
	(τ	= $3{,}9 \cdot 10^{-3}$ s)
Probe:	τ	= 62 T

Die Eichung von $\widehat{U}2$ in $\widehat{B}$-Werten erfolgt über die Beziehung:

$$\widehat{B} \approx \frac{R \cdot C}{N2 \cdot A_e} \cdot \widehat{U}2 \,. \tag{158}$$

Man hat dafür zu sorgen, daß der Spannungsverlauf U1(t) weitestgehend sinusförmig ist und daß die durch das Ferritmaterial resultierende Abweichung von der Sinusform nur den Stromverlauf beeinflußt. Man kann das durch sogenannte Spannungseinprägung, d. h. durch bewußte Fehlanpassung des Leistungsgenerators an die Prüfschaltung erreichen, die als Verbraucherwiderstand R_a wirkt. Der Generatorrinnenwider-

stand R_i muß dazu sehr viel kleiner als R_a sein. Vom Generator ist also eine viel größere Leistung aufzubringen, als zur unmittelbaren Aussteuerung erforderlich ist. Aus $\hat{B}$ und $\hat{H}$ läßt sich die *Amplitudenpermeabilität* μ_a nach Gl. (29) errechnen. Die Ermittlung der *Überlagerungspermeabilität* μ_Δ kann gleichfalls nach Schaltung Bild 111 erfolgen. Zusätzlich benötigt wird eine in diesem Bild nicht eingezeichnete Wicklung N3, die analog Bild 110 in den Vormagnetisierungskreis geschaltet ist. Die Spitzenspannungsmesser müssen dabei den Spitze-Spitze-Wert erfassen, also U_{vss} (für ΔH) und $U2_{ss}$ (für ΔB) messen. Die μ_Δ-Berechnung wird über Gl. (157), Gl. (158) nach Gl. (31) durchgeführt, wobei statt der Amplituden Spitze-Spitze-Werte einzusetzen sind:

$$\mu_\Delta = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\Delta B}{\Delta H}.$$

Die Gleichfeldstärke wird nach Gl. (152) (statt N2 N3 einsetzen) berechnet.

Zur Messung der *Wirkleistung* P zeigt Bild 113 die Schaltung eines thermischen Leistungsmessers nach [27]. Zum Schaltungsaufbau sind 2 elektrisch gleiche Thermoumformer (Tu1, Tu2), die linearen Widerstände R1 bis R4 und ein Gleichspannungsmesser M erforderlich.

Bekanntlich gehorchen Thermoumformer in guter Näherung der Funktion:

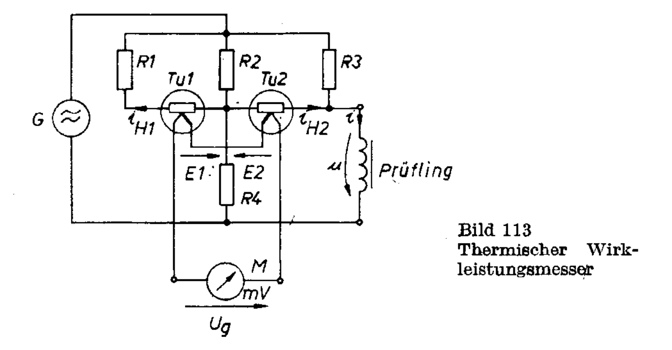


Bild 113
Thermischer Wirkleistungsmesser

$$E = K \cdot I_H^2 ; \tag{159}$$

E — Thermospannung, I_H — Heizstrom (Effektivwert), K — Proportionalitätsfaktor.
Für Momentanwerte des Heizstromes i_H lautet Gl. (159):

$$E = \frac{K}{T} \cdot \int_0^T i_H^2 \, dt ; \tag{160}$$

T — Periodendauer.

Die Thermospannungen werden so in Reihe geschaltet, daß die Differenz E1 und E2 am Instrument anliegt:

$$U_g = E1 - E2 . \tag{161}$$

Das Netzwerk selbst gehorcht folgenden Gleichungen:

$$i_{H1} = C1 \cdot u + C2 \cdot i , \tag{162}$$

$$i_{H2} = C1 \cdot u - C2 \cdot i ; \tag{163}$$

C1, C2 — Netzwerkkonstanten, u, i — Augenblickswerte von Spannung und Strom über dem Prüfling.
Durch Verwendung von Gl. (160) bis Gl. (163) erhält man für die resultierende Thermospannung U_g:

$$U_g = \frac{4K}{T} \cdot C1 \cdot C2 \cdot \int_0^T u \cdot i \cdot dt , \tag{164}$$

bzw. durch Benutzung von Gl. (108) und Gl. (110):

$$U_g = \frac{4K}{T} \cdot C1 \cdot C2 \cdot P . \tag{165}$$

Die angezeigte Spannung U_g liefert also eine der Wirkleistung P proportionale Anzeige.
Eine andere Möglichkeit zur Ermittlung der Wirkverluste bietet das *Kalorimeter,* dessen Prinzip darauf beruht, in einem gut isolierten, mit Flüssigkeit gefüllten Gefäß, dessen Wärmeeigenschaften bekannt sind (Wärmekapazität), die vom Prüfling abgegebene Verlustwärme durch Temperaturmessung zu ermitteln und über die bekannten Gefäßeigenschaften in Wirkleistung umzurechnen.

Diese Darlegungen zur Meßtechnik erheben keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Sie sollen lediglich als Anregung dienen und die wichtigsten Messungen an Ferritbauelementen ermöglichen.

5. Literaturhinweise

[1] *Koch, K./Jellinghaus, W.:* Einführung in die Physik der magnetischen Werkstoffe, Verlag Deuticke, Wien, 1957

[2] *Vonsovski, S. W.:* Moderne Lehre vom Magnetismus, Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin, 1957

[3] *Becker, R./Döring, W.:* Ferromagnetismus, Springer-Verlag, Berlin, 1938

[4] *Smit, J./Wijn, H. P. J.:* Ferrite, Philips' Techn. Bibl., Eindhoven, 1962

[5] *Landolt-Börnstein:* Zahlenwerte und Funktionen aus Physik, Chemie, Astronomie, Geophysik und Technik Band II, Teil 9: Magnetische Eigenschaften I, Springer-Verlag, Berlin-Göttingen-Heidelberg, 1962

[6] *Lunze, K./Wagner, E.:* Einführung in die Elektrotechnik, Teil II, VEB Verlag Technik, Berlin, 1962

[7] *Reinboth, H.:* Technologie und Anwendung magnetischer Werkstoffe, VEB Verlag Technik, Berlin, 3. Aufl. 1970

[8] *Gorbunow, N. D./ Matwejew, G. A.:* Ferrite und Magnetodielektrika, Verlag Sowetskoje Radio, Moskau, 1968

[9] *Kataloge:* Handbuch Ferrite, 1970, Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf
Ferritkerne, 1970, Elektromodul, Budapest
Weichmagnetische Ferrite, 1970, ZMM Polfer, Warschau
Ferritmaterialien, 1968, Pramet, Sumperk; Produkte von TDK, 1968, TDK Electronics Co., Tokio
Ferroxcube, 1970, Valvo GmbH, Hamburg; Siferrit- und Sirufer-Material 1969/70, Siemens AG, München
Keraperm, 1968, Steatit-Magnesia AG, Porz; Ferrinox, 1969/70, Cofelec, Montreuil

[10] *Fischer, H.-J.:* Einführung in die Dioden- und Transistortechnik, Reihe „Der praktische Funkamateur", Bd. 34, S. 114/115, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1963

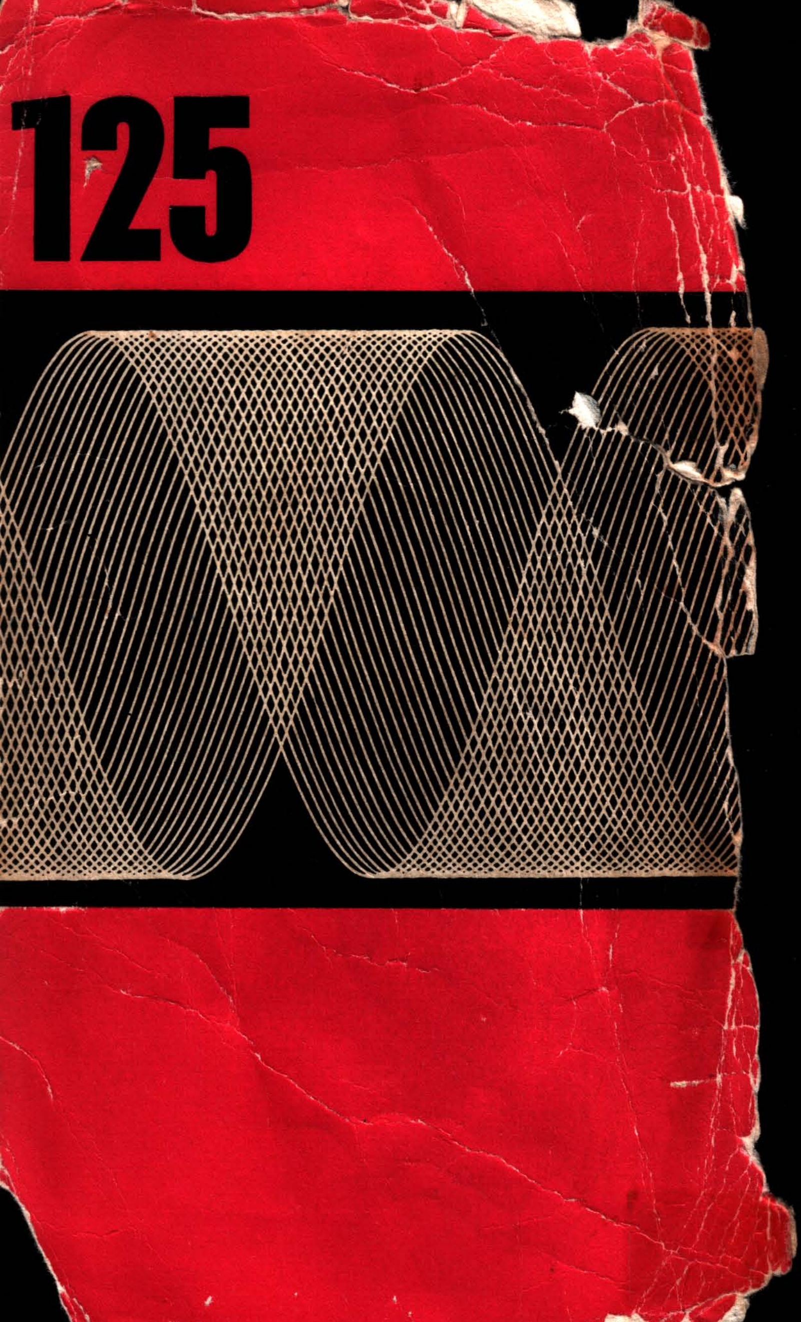
[11] *Fischer, H.-J.:* Die Transistorisierung der Amateurfunkstation, Reihe „Der praktische Funkamateur“, Bd. 77, S. 29, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1968
[12] *Huhn, D.:* Elektronische Bausteine für Kraftfahrzeuge, „funkamateur“, 1970, H. 8, S. 392; 1970, H. 9, S. 451
[13] *Vieweg, G.:* Löschgenerator für Transistor-Magnetbandgeräte, „funkamateur“, 1969, H. 11, S. 536/537
[14] *Streng, K. K.:* Interessante Transistorschaltungen, „funkamateur“ — Sonderausgabe 1962, S. 12/13
[15] *Richter, H.:* Schaltungsbuch der Transistortechnik Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart, 1962
[16] *Pricks, T.:* Querschnitt durch die UKW-Technik, Reihe „Der praktische Funkamateur“, Bd. 57, S. 66/67, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1965
[17] *Streng, K. K.:* HF-Stereofonieempfang, Reihe „Der praktische Funkamateur“, Bd. 58, S. 46/47, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1966
[18] *Brauer, H.:* Praxis des Kurzwellensenderbaus — Teil II, Reihe „Der praktische Funkamateur“, Bd. 63, S. 71/72, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1967
[19] — In-Linie-HF-Leistungsmesser, „funkamateur“, 1971, H. 3, S. 127/128
[20] — Dimensionierung von Impulsübertragern (Arbeitsblatt Nr. 55), Elektronik, 1971, H. 2, S. 71/72; 1971, H. 3, S. 107/108
[21] *Matwejew, G. A./Chomic, V. I.:* Spulen mit Ferritkernen, Massenradiobibliothek, H. 650, Moskau 1967
[22] — 1 Audion plus 2 NF-Verstärker, „funkamateur“-Sonderausgabe 1965, S. 8
[23] *Broschelt, H.:* Einkreiserschaltung für die Bereiche K-M-L, „funkamateur“, 1970, H. 3, S. 117
[24] *Becker, E./Strauch, W.:* 80-m-Fuchsjagdempfänger mit Piezofilter und integrierten Schaltkreisen, „funkamateur“, 1972, H. 1, S. 31/34
[25] *Schiefer, G.:* UKW-Empfang mit Ferrit-Einbauantenne, Funkschau (1968), H. 21, S. 659/660
[26] *Kruse, R.:* Transistorisierte Fernsehempfänger selbst-

gebaut, Reihe „electronica", Bd. 98, S. 93, Deutscher Militärverlag, Berlin, 1970

[27] *Bader, W.:* Fehlerfreie thermische Leistungsmesser, Archiv für Elektrotechnik, Bd. XXIX (1935), S. 809/833

NOTIZEN

1. Auflage, 1.—15. Tausend
Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB)—Berlin, 1974
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5
LSV-Nr.: 3539
Lektor: Sonja Topolov
Zeichnungen: Lothar Malchow
Typografie: Helmut Herrmann Hersteller: Ingeburg Zoschke
Korrektor: Eva Plake
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 24. Oktober 1973
Bestellnummer: 745 604 8
EVP 1,90


125